мир электроники

В.М. ШАРАПОВ, Е.С. ПОЛИЩУК,
Н.Д. КОШЕВОЙ, Г.Г.ИШАНИН,
И.Г. МИНАЕВ, А.С. СОВЛУКОВ

Датчики



ТЕХНОСФЕРА



МИР электроники

В.М. Шарапов
Е.С. Полищук
Н.Д. Кошевой
Г.Г. Ишанин
И.Г. Минаев
А.С. Совлуков

ДАТЧИКИ

Под общ. ред. В.М. Шарапова,
Е.С. Полищука

ТЕХНОСФЕРА
Москва
2012

УДК 621.317.39
ББК 32.96-04
Д21

Рецензент:
Тымчик Г.С., д.т.н., профессор, декан приборостроительного факультета, зав. кафедрой производства приборов Национального технического университета Украины «КПИ»

Д21 Датчики: Справочное пособие / Под общ. ред. В.М. Шарапова, Е.С. Полищука
Москва: Техносфера, 2012.- 624 с., ISBN 978-5-94836-316-5

В книге изложены теоретические основы, принципы действия, описаны конструкции и характеристики датчиков физических величин.
Книга предназначена для научных работников, студентов, аспирантов, специалистов в области разработки датчиков, измерительных приборов, элементов и устройств вычислительной техники и систем управления.

УДК 621.317.39
ББК 32.96-04

Авторы:
Шарапов В.М., Полищук Е.С., Кошевой Н.Д., Ишанин Г.Г., Минаев И.Г., Совлуков А.С.

© 2012, В.М. Шарапов, Е.С. Полищук и др.
© 2012, ЗАО «РИЦ «Техносфера»,
оригинал-макет, оформление

ISBN 978-5-94836-316-5

www.sensorica.ru

Мы измеряем

SENSIRION THE SENSOR COMPANY · Heraeus · Honeywell · SICK Sensor Intelligence. · FineTek



Датчики

- Температуры
- Влажности
- Тока
- Давления
- Ускорения
- Уровня
- Угла

Преобразователи

- Датчики положения и расстояния
- Энкодеры
- Датчики для пневмоприводов
- Датчики меток
- Сканеры

Вы управляете

СЕНСОРИКА (495) 223 0038

Москва, 1-й Щемиловский пер., д. 16, стр. 2
E-mail: info@sensorica.ru, www.sensorica.ru

СОДЕРЖАНИЕ

Предисловие 12

Глава 1. Основные понятия и определения. Классификация датчиков 13
1.1. Термины и определения 14
1.2. Классификация датчиков 17
1.3. Некоторые физические эффекты, используемые в датчиках физических величин 24
Литература 28

Глава 2. Элементы общей теории измерительных преобразователей (датчиков) 31
2.1. Общие сведения 31
2.2. Обобщенный генераторный преобразователь 32
2.3. Метод электромеханических аналогий 34
Литература 41

Глава 3. Характеристики датчиков 42
3.1. Общие сведения 42
3.2. Статические характеристики 42
3.3. Метрологические характеристики 47
3.4. Динамические характеристики 51
3.5. Типовые динамические звенья 57
Литература 58

Глава 4. Электронные устройства датчиков 59
4.1. Общие сведения 59
4.2. Операционный усилитель 59
4.3. Усилители заряда 70
4.4. Аналогово-цифровые преобразователи 77
4.5. Генераторы сигналов 83
Литература 88

Глава 5. Упругие элементы датчиков 89
5.1. Основные разновидности и расчетные соотношения 89
5.2. Материалы упругих элементов 95
5.3. Статические и динамические характеристики упругих элементов 98
Литература 103

Глава 6. Оптические элементы датчиков 104
6.1. Общие сведения 104
6.2. Элементы геометрической оптики 106
6.3. Фотометрия 113
6.4. Источники оптического излучения 115
6.5. Оптические материалы 124
6.6. Линзы 124
6.7. Светопропускающие окна 126
6.8. Плоские и сферические зеркала 126
6.9. Волоконные световоды 127
6.10. Покрытия, поглощающие тепловое излучение 129
Литература 130

НАУЧНО-ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ ИНСТИТУТ ФИЗИЧЕСКИХ ИЗМЕРЕНИЙ

ОАО «НИИФИ» - ведущее предприятие ракетно-космической отрасли, надежный, высокопрофессиональный и авторитетный разработчик и поставщик датчиков, преобразователей и систем для ракетно-космической и авиационной техники, атомных станций, вооружения и военной техники, железнодорожного транспорта, жилищно-коммунального хозяйства, нефтегазового комплекса и других отраслей.











Аппаратура института используется для измерений:

• абсолютных давлений	от 2 мм рт. ст. до 90 МПа
• избыточных давлений	от 0,001 до 300 МПа
• разности давлений	от 1,6 до 4000 кПа
• быстропеременных давлений	от 0,0005 до 30 МПа
• акустических давлений	от 85 до 194 дБ
• деформаций	± 3000 мкм/м
• сил	от 0,02 до 12000 кН
• крутящих моментов	от 60 до 250 Н·м
• линейных перемещений	от 1,4 до 16000 мм
• угловых перемещений	от 0,1 до 688 °
• линейных ускорений	от ±0,0028 до ±100000 м/с^2
• угловых ускорений	от ±3 до ±2200 рад/с^2
• сейсмоускорений	от ±0,005 до ±5,6 м/с^2
• вибрационных и ударных ускорений	±100000 м/с^2
• частоты вращения	от 60 до 130000 об/мин.
• температуры	от минус 196 до 500 °С
• силы тока	от 0,5 до 150 А

ОАО «НИИФИ» участник важнейших проектов, выполняемых в интересах экономики России, среди них:

- **Создание интеллектуальных систем мониторинга и контроля состояния технически сложных объектов (ТСО).**
- **Разработка перспективных датчиков и преобразователей для особо жестких условий эксплуатации.**
- **Создание технологии и производство распределенных пьезомодулей для встраивания в базовые несущие конструкции ТСО.**

ОАО «НИИФИ», Володарского ул., д. 8/10, г. Пенза, Россия, 440026,
тел.: (8412) 565-563, факс: (8412) 551-499, e-mail: niifi@sura.ru, info@niifi.ru, http://www.niifi.ru

Глава 7. Резистивные датчики 131
7.1. Основные характеристики 131
7.2. Реостатные датчики перемещений 135
7.3. Тензорезистивные датчики 139
7.4. Полупроводниковые тензодатчики 145
Литература 146

Глава 8. Емкостные датчики 147
8.1. Общие сведения 147
8.2. Емкостные датчики давления 150
8.3. Датчики уровня 155
8.4. Емкостный датчик перемещений (неровности поверхности) 161
8.5. Измерительные схемы емкостных датчиков 162
Литература 169

Глава 9. Пьезоэлектрические датчики 171
9.1. Общие сведения 171
9.2. Пьезоэлектрические материалы 174
9.3. Классификация пьезоэлектрических датчиков 181
9.4. Методы исследования пьезоэлектрических датчиков 182
9.5. Пьезоэлектрические резонаторы 183
9.6. Пьезокерамические трансформаторы 185
9.7. Пространственная энергосиловая структура пьезокерамического элемента 187
9.8. Обратная связь в пьезоэлектрических датчиках 190
9.9. Биморфные и триморфные пьезоэлементы 193
9.10. Резонансные пьезодатчики 196
9.11. Датчики на основе доменно-диссипативных пьезотрансформаторов 201
9.12. Электроакустические преобразователи 204
Литература 206

Глава 10. Электромагнитные преобразователи 208
10.1. Основные разновидности 208
10.2. Индуктивные преобразователи 209
10.3. Взаимоиндуктивные преобразователи 212
10.4. Индукционные преобразователи 215
10.5. Магнитоупругие и магнитоанизотропные преобразователи 217
10.6. Датчики Холла 221
10.7. Магниторезистивные преобразователи 225
10.8. Магнитодиоды 228
10.9. Магнитотранзисторы 229
Литература 231

Глава 11. Датчики температуры 232
11.1. Общие сведения 232
11.2. Терморезистивные преобразователи температуры 238
11.3. Термоэлектрические преобразователи температуры 246
11.4. Радиационные пирометры 253
11.5. Акустические термометры 257
11.6. Кварцевые термодатчики 261
Литература 262

Глава 12. Датчики и приборы для измерения механических величин 264
12.1. Силоизмерительные устройства 264
12.2. Датчики и приборы для измерения массы 269

Москва, ул. Краснопролетарская, д.16, подъезд 5
Тел. (495) 234-01-10, факс (495) 956-33-46
e-mail: journal@electronics.ru

ТЕХНОСФЕРА
Рекламно - издательский центр

«Электроника: НТБ» –
журнал об электронике для профессионалов!



Публикуется с 1996 года
Периодичность – 8 номеров в год
www.electronics.ru

«ЭЛЕКТРОНИКА: Наука, Технология, Бизнес» – отечественный научно-технический журнал, освещающий проблемы электроники в ее широком понимании.

Журнал «Электроника: НТБ» рассказывает о наиболее значимых событиях в мире электроники, о которых уже завтра будут говорить все.
Это новинки в мире телекоммуникаций и связи, электронных компонентов, компьютерной, медицинской, силовой техники, автоматики и систем безопасности.
В фокусе также - анализ мирового рынка электроники, проблемы российской науки, вопросы интеллектуальной собственности, инвестиций.

Главный редактор: Сигов Александр Сергеевич, академик РАН, ректор Московского государственного института радиотехники, электроники и автоматики (Технического университета).

Журнал выпускается при содействии Департамента радиоэлектронной промышленности Минпромторга РФ.

Журнал включен в Российский индекс научного цитирования.

Читательская аудитория:
Это люди, в той или иной мере влияющие на развитие и облик индустрии электроники. Это руководители предприятий, занимающиеся выпуском электронного оборудования, инженеры-разработчики электронных компонентов, научные сотрудники предприятий, а также будущее российской электронной промышленности – студенты профильных вузов.

12.3. Датчики давления и разницы давлений . . . 273
12.4. Преобразователи крутящих моментов (торсиометры) . . . 276
Литература . . . 280

Глава 13. Датчики вибраций . . . 281
13.1. Классификация датчиков вибрации . . . 281
13.2. Механические приборы . . . 281
13.3. Индукционные датчики . . . 283
13.4. Индуктивные датчики . . . 286
13.5. Тензометрические датчики . . . 289
13.6. Емкостные датчики . . . 290
13.7. Электронно-механические датчики перемещения . . . 291
13.8. Фотоэлектрические датчики . . . 292
13.9. Магнито-резистивные датчики . . . 293
13.10. Пьезоэлектрические акселерометры . . . 295
Литература . . . 310

Глава 14. Гидроакустические преобразователи . . . 312
14.1. Классификация и характеристики преобразователей . . . 312
14.2. Соотношения электромеханического преобразования . . . 314
14.3. Цилиндрические пьезокерамические преобразователи . . . 316
14.4. Пластинчатые и сферические пьезокерамические преобразователи . . . 317
14.5. Стержневые магнитострикционные преобразователи . . . 318
14.6. Цилиндрические магнитострикционные преобразователи . . . 322
14.7. Основные требования, предъявляемые к проектируемым преобразователям . . . 326
14.8. Выбор способа преобразования энергии и формы колебаний . . . 328
14.9. Некоторые конструкции преобразователей . . . 330
Литература . . . 333

Глава 15. Преобразователи для неразрушающего контроля . . . 335
15.1. Классификация методов неразрушающего контроля . . . 335
15.2. Магнитные методы . . . 336
15.3. Электрические методы . . . 338
15.4. Вихретоковые методы . . . 339
15.5. Радиоволновые методы . . . 340
15.6. Тепловые методы . . . 340
15.7. Оптические методы . . . 341
15.8. Радиационные методы . . . 342
15.9. Неразрушающий контроль проникающими веществами . . . 343
15.10. Акустические методы неразрушающего контроля . . . 343
15.11. Пьезоэлектрические преобразователи для неразрушающего контроля . . . 345
Литература . . . 356

Глава 16. Датчики газоанализаторов . . . 358
16.1. Тепловые газоанализаторы . . . 359
16.2. Магнитные газоанализаторы . . . 364
16.3. Оптические газоанализаторы . . . 368
16.4. Фотоколориметрические газоанализаторы . . . 378
16.5. Электрохимические газоанализаторы . . . 380
16.6. Ионизационные газоанализаторы . . . 383
16.7. Хроматографические газоанализаторы . . . 387
16.8. Масс-спектрометрические газоанализаторы . . . 391
16.9. Акустические газоанализаторы . . . 394
Литература . . . 395

Москва, ул. Краснопролетарская, д.16, подъезд 5
Тел. (495) 234-01-10, факс (495) 956-33-46
e-mail: journal@electronics.ru

ТЕХНОСФЕРА
Рекламно - издательский центр

Журнал «Наноиндустрия»



Издается с 2007 года
Периодичность – 8 номеров в год
www.nanoindustry.su

Российское периодическое издание, посвященное наноматериалам, наноэлектронике, нанодатчикам и наноустройствам, диагностике наноструктур и наноматериалов, нанобиотехнологиям и применению нанотехнологий в медицине.

Журнал «Наноиндустрия» поддерживает и популяризует оригинальные работы отечественных и русскоязычных зарубежных специалистов, знакомит читателей с перспективами развития новых направлений нанотехнологий и наноматериалов, освещает вопросы производства, экономики и бизнеса в области наноиндустрии. В целом содействует развитию отечественного научно-технологического потенциала.

Главный редактор журнала «Наноиндустрия» — Александр Николаевич Сауров, ген. директор НПК «Технологический центр» при Московском государственном институте электронной техники (ТУ МИЭТ), доктор технических наук, профессор, член-корреспондент РАН.

Целевая аудитория: руководители и сотрудники профильных предприятий и компаний, специалисты смежных отраслей, а также аспиранты и студенты старших курсов профильных вузов.

Глава 17. Датчики влажности 397
17.1. Общие сведения 397
17.2. Методы измерения влажности твердых тел и жидкостей 397
17.3. Датчики электрических влагомеров твердых и жидких тел 402
17.4. Методы измерения влажности газов 407
Литература 416

Глава 18. Приемники излучения 417
18.1. Параметры и характеристики приемников оптического излучения 417
18.2. Приемники излучения на основе внутреннего фотоэффекта 423
18.3. Приемники излучения на основе внешнего фотоэффекта 444
18.4. Тепловые приемники оптического излучения 454
Литература 457

Глава 19. Детекторы ионизирующих излучений 458
19.1. Классификации детекторов 458
19.2. Ионизационные камеры 459
19.3. Газовые счетчики 460
19.4. Сцинтилляционные счетчики 464
19.5. Полупроводниковые детекторы 467
19.6. Интегрирующие детекторы для индивидуальной дозиметрии 471
Литература 474

Глава 20. Радиоволновые датчики 475
20.1. Общие сведения. Физические основы реализации радиоволновых датчиков . . 475
20.2. Датчики геометрических параметров 478
20.3. Датчики механических величин 485
20.4. Датчики параметров движения 489
20.5. Датчики физических свойств материалов и изделий 496
20.6. Контроль и измерение параметров некоторых объектов и процессов 502
Литература 513

Глава 21. Электрохимические и биохимические датчики 514
21.1. Классификации электрохимических датчиков 514
21.2. Характеристики электрохимических датчиков 516
21.3. Основные разновидности методов химического анализа 517
21.4. Кондуктометрические устройства 520
21.5. Измерительные преобразователи pH-метров 522
21.6. Иономеры 527
21.7. Электрохимические полевые транзисторы 530
21.8. Модифицированные электроды 531
Литература 532

Глава 22. Расходомеры и счетчики 533
22.1. Общие сведения 533
22.2. Расходомеры переменного перепада давления 535
22.3. Дифференциальные манометры 542
22.4. Поплавковые дифманометры 543
22.5. Колокольные дифманометры 544
22.6. Деформационные дифманометры 544
22.7. Расходомеры переменного уровня 545
22.8. Расходомеры обтекания 546
22.9. Тахометрические расходомеры 547
22.10. Шариковые расходомеры 548

22.11. Поршневые расходомеры 549
22.12. Тепловые расходомеры 550
22.13. Электромагнитные расходомеры 552
22.14. Акустические расходомеры 553
22.15. Лазерные расходомеры 556
22.16. Расходомеры, основанные на использовании явления ядерного магнитного резонанса (ЯМР) 557
22.17. Центробежные расходомеры 559
22.18. Турборасходомеры 560
22.19. Кориолисовые и гироскопические расходомеры 560
Литература 562

Глава 23. Датчики охранной сигнализации 563
23.1. Состав систем охранной сигнализации 563
23.2. Типы датчиков, применяемых в системах охранной сигнализации 570
Литература 581

Глава 24. Датчики и приборы летательных аппаратов 582
24.1. Классификация и условия работы авиационных датчиков и приборов 582
24.2. Пилотажно-навигационные датчики и приборы летательных аппаратов 585
24.3. Технические характеристики типовых авиационных приборов и датчиков . . . 607
Литература 615

Сведения об авторах 617

ПРЕДИСЛОВИЕ

Настоящая книга написана коллективом авторов: — Ишаниным Г.Г., Кошевым Н.Д., Минаевым И.Г., Полищуком Е.С., Совлуковым А.С., Шараповым В.М. — под общей редакцией В.М. Шарапова и Е.С. Полищука.

Авторы благодарны рецензенту д.т.н., профессору Тымчику Г.С. за полезные замечания, высказанные при обсуждении книги.

В книге изложены теоретические основы, принципы действия, описаны конструкции и характеристики датчиков физических величин. В конце каждой главы приведена обширная библиография, а также сайты предприятий-разработчиков и изготовителей.

В главе 1 вводятся основные понятия, обсуждаются термины и определения, приводятся классификации датчиков, а также описания некоторых физико-технических эффектов, используемых в датчиках.

В главах 2 и 3 приведены элементы общей теории датчиков, описан метод электромеханических аналогий, статические, динамические и метрологические характеристики датчиков, а также типовые динамические звенья.

В главах 4, 5, 6 описаны наиболее часто используемые для датчиков электронные устройства, а также упругие и оптические элементы датчиков.

В главах 7—10 описаны резистивные, емкостные, пьезоэлектрические и электромагнитные датчики, а в главах 11—19 — применение датчиков для измерения различных физических величин.

В главах 20—24 описаны электрохимические, биохимические и радиоволновые датчики, а также применение датчиков для измерения расхода и количества жидкостей, в охранной сигнализации, в летательных аппаратах.

Книга предназначена для научных работников, студентов, аспирантов, специалистов в области разработки датчиков, измерительных приборов, элементов и устройств вычислительной техники и систем управления.

Авторы благодарны Л.Г. Куницкой за помощь в оформлении книги.

Авторы благодарны также генеральному директору издательства «Техносфера» Казанцевой О.А. за помощь и поддержку авторов.

ГЛАВА 1

ОСНОВНЫЕ ПОНЯТИЯ И ОПРЕДЕЛЕНИЯ. КЛАССИФИКАЦИЯ ДАТЧИКОВ

Датчик — это преобразователь измеряемой (контролируемой) физической величины в величину, удобную для дальнейшего преобразования или измерения.

Датчик является обязательным элементом измерительных приборов, систем контроля и регулирования и т.п. Собственно, без датчиков невозможны ни измерение, ни контроль, ни регулирование.

Для построения датчиков используется значительное (более 500) количество физических эффектов (принципов). Некоторые из них приведены в табл. 1.1.

Развитие, совершенствование датчиков в значительной степени определяется достижениями в области физики, химии, физической химии, механики, радиотехники и других наук. Особое место в развитии датчиков занимают достижения и возможности современных технологий.

Принципы действия датчиков могут быть самыми разноообразными в зависимости от физической природы измеряемой величины, ее абсолютного значения, требуемой точности преобразования и т.п. Однако в подавляющем большинстве случаев преобразование входных физических величин в соответствующие выходные сигналы связано с ***преобразованием энергии, в том числе преобразованием энергии одного вида в другой***. Энергетическое представление принципа работы измерительных преобразователей, базирующееся на двух фундаментальных законах — законе сохранения энергии и принципе обратимости, стало предпосылкой для создания А.А. Харкевичем основ общей теории измерительных преобразователей и их представления в виде пассивных четырехполюсников со сторонами разной физической природы [53].

Развитие общей теории измерительных преобразователей нашло отражение в работах Д.И. Агейкина, Л.А. Островского, А.М. Туричина, П.В. Новицкого и др.

Значительный вклад в развитие общих вопросов теории и практики датчиков отдельных физических величин внесли Д.И. Агейкин, Ж. Аш, Ф.Б. Байбаков, А.И. Бутурлин, В.И. Ваганов, В.А. Викторов, Дж. Вульвет, Г. Выглеб, А.Н. Гордов, З.Ю. Готра, Р. Джексон, В. Домаркас, Г.Г. Ишанин, П.П. Кремлевский, Л.Ф. Куликовский, Е.С. Левшина, Я. Луцик, В.В. Малов, Ф. Мейзда, И.Г. Минаев, П.В. Новицкий, Ю.Р. Носов, Г. Нуберт, П.П. Орнатский, Е.П. Осадчий, Л.А. Осипович, Е.С. Полищук, В.П. Преображенский, С.И. Пугачев, А.С. Совлуков, В.В. Солодовников, С.А. Спектор, Б.И. Стадник, С.Г. Таранов, Р. Тиль, Н.Г. Фарзане, Дж. Фрайден, А.В. Храмов, В.М. Шарапов, В. Эрлер, H.N. Norton, S. Thomson, R.W. White и др. (см. литературу к гл. 1).

1.1. Термины и определения

Как всегда, начиная изучать какой-либо вопрос, следует договориться о терминологии. Особое значение это приобретает в области, где существуют разные точки зрения, применяются различные термины для одного и того же технического устройства, существуют давние традиции и т.д.

Следует уточнить, что **определение** — это лингвистическая модель реального явления или объекта и, как всякая модель, является конечной, упрощенной и приближенной, содержит как истинную, так и условно-истинную и ложную информацию. Отсюда следует, что может существовать множество моделей (следовательно, и определений) одного и того же явления, объекта. То есть, каждое определение — это некая грань призмы, которой является исследуемое явление или объект.

В литературе достаточно широко используются термины «измерительное преобразование», «измерительный преобразователь», «датчик», «чувствительный элемент», «сенсор», «измерительный прибор», «средство измерений», а их определения — самые разнообразные. Например:

Преобразователями называют устройства, которые преобразуют одни физические величины, один вид энергии, один вид информации в другую физическую величину, в другой вид энергии или в другой вид информации [41, 43]. В широком смысле ***преобразователь*** — это, например, устройство, преобразующее давление в электрический сигнал (датчик давления), напряжение одного уровня в напряжение другого (трансформатор), электрическое напряжение во вращение вала (электродвигатель), энергию в движение (самолет, автомобиль) и т.д. Даже живой организм — это тоже своеобразный преобразователь.

Измерительное преобразование — представляет собой отражение размера одной физической величины размером другой физической величины, функционально с ней связанной [39, 40].

Измерительный преобразователь — это техническое устройство, построенное на определенном физическом принципе действия, выполняющее одно измерительное преобразование [39, 40].

Измерительный преобразователь — это преобразователь одной физической величины в другую, удобную для использования и обработки [18, 39].

Измерительное преобразование — это преобразование входного измерительного сигнала в функционально связанный с ним выходной сигнал.

Измерительный преобразователь (ИП) — это средство измерений, предназначенное для преобразования входного измерительного сигнала (измеряемой величины) в выходной сигнал, более удобный для дальнейшего преобразования, передачи, обработки или хранения, но непригодный для непосредственного восприятия наблюдателем [29].

Измерительный прибор является средством измерений, вырабатывающим выходной сигнал в форме, позволяющей наблюдателю непосредственно воспринять значение измеряемой физической величины [39].

Первичный измерительный преобразователь — это техническое устройство, которое непосредственно взаимодействует с материальным объектом измерения или контроля и предназначено для однозначного функционального преобразования одной физической величины — входной — в другую физическую

величину — выходную, которая является удобной для дальнейшего использования [54].

Объект — это явление или часть внешнего или внутреннего мира, которые наблюдает или может наблюдать человек в данный момент.

Материальный объект — это предмет материального исследования, сведения о котором нужны исследователю.

Объект измерения или контроля — это материальный объект или процесс, совокупность свойств которого определяет содержание ожидаемой информации. Объект измерения или контроля характеризуется измеряемыми физическими величинами или зависимостями между ними.

Чувствительный элемент (первичный чувствительный преобразователь) — конструктивный элемент или прибор, воспринимающий измеряемую физическую величину [60]. **Чувствительный элемент** является первичным измерительным преобразователем в измерительной цепи и осуществляет преобразование входного сигнала (измеряемой величины) в величину, удобную для последующей информационной обработки.

В различных областях техники чувствительный элемент называют **детектором**, **датчиком**, **приемником**, **зондом** или **измерительной головкой**.

Датчик — чувствительный элемент или конструктивно объединенная группа чувствительных элементов [60].

Детектор — чувствительный элемент (датчик) для измерения или регистрации излучения, полей или частиц [60].

Главным элементом измерительного преобразователя является **чувствительный элемент — сенсор**, который основывается на некотором физическом эффекте (принципе) [24, 39, 55, 61].

Принцип — лат. principium — основа, первоначало — основное исходное положение какой-либо теории, учение науки, основа устройства или действия какого-либо прибора, механизма и т.д. [29].

Сенсоры — от лат. sensus — чувство, ощущение — чувствительные искусственные устройства или органы живых организмов [29].

Датчик — это устройство, воспринимающее сигналы и внешние воздействия и реагирующие на них [49].

Датчик — совокупность измерительных преобразователей, объединенных в один конструктивный узел, выносимый на объект измерения [24].

В общем случае датчик может состоять из нескольких преобразователей [24, 39, 55, 60].

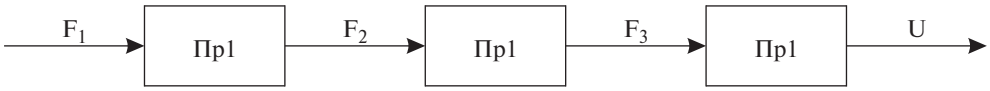


Рис. 1.1. Функциональная схема датчика: Пр1, Пр2, Пр3 — преобразователи; F_1 — входная физическая величина; F_2, F_3 — промежуточные физические величины; U — выходной электрический сигнал

Любой датчик является преобразователем энергии. Вне зависимости от типа измеряемой величины всегда происходит передача энергии от исследуемого объекта к датчику. Работа датчика — это особый случай передачи информации, а любая передача информации связана с передачей энергии [50].

Датчик — устройство, непосредственно принимающее и передающее специальным приборам данные о деятельности механизма, живого организма или других явлениях [29].

Измерительный преобразователь является средством измерения и для него могут нормироваться технические и метрологические характеристики [39, 40].

Датчиком иногда называют средство измерений, представляющее собой конструктивно завершенное устройство, размещаемое в процессе измерения непосредственно в зоне исследуемого объекта и выполняющее функцию измерительного преобразователя [57].

В английском языке слово «sensor» означает «сенсор», «датчик», «чувствительный элемент».

Несмотря на почти полное совпадение смысла терминов «датчик» («сенсор», «чувствительный элемент») и «первичный преобразователь», между ними существуют также и некоторые смысловые и содержательные отличия. Датчик (сенсор, чувствительный элемент) **чувствует** (физическую величину), а преобразователь **преобразует** (в том числе и физическую величину).

Причем «чувствовать» в данном случае означает преобразовывать физическую величину к виду, удобному для дальнейшего использования или восприятия. Обычно это электрический сигнал, который легко преобразовать, например, в показания индикатора. Однако это может быть и неэлектрический сигнал, а изменение цвета (например, раствора или лакмусовой бумаги), которое может быть связано с наличием какого-то вещества в растворе или газе.

Понятие «преобразовывать» имеет, как мы уже отмечали, более широкий смысл.

Средство измерений — техническое средство, используемое при измерениях и имеющее нормируемые метрологические характеристики.

Измерительное устройство — средство измерений, в котором выполняется только одна из составляющих процедуры измерения (измерительная операция).

Измерительное преобразование (физической величины) — это измерительная операция, при которой входная физическая величина преобразуется в выходную, функционально связанную с ней.

Измерительный преобразователь — средство измерений, предназначенное для выработки сигнала измерительной информации в форме, удобной для передачи, дальнейшего преобразования, обработки и (или) хранения, но не поддающейся непосредственному восприятию наблюдателем.

Первичный измерительный преобразователь (сенсор, датчик) — измерительный преобразователь, ко входу которого подведена измеряемая величина, т.е. первый в измерительной цепи.

Измерительный прибор — средство измерений, предназначенное для выработки сигнала измерительной информации в форме, доступной для непосредственного восприятия наблюдателем.

Итак, оставляя в стороне некоторые лингвистические и семантические тонкости, а также очевидные неточности и противоречия в приведенных определениях, отметим, что анализ этих определений с функциональных и системных позиций показывает, что понятие **сенсор, датчик**, **чувствительный элемент**, **первичный измерительный преобразователь, детектор, приемник** в целом равнозначны.

1.2. Классификация датчиков

Классификация — операция отнесения заданного объекта к одному из классов, внутри которых объекты считаются неразличимыми. Классификация — это также результат этой операции [38, 58]. Классификация — простейший вид моделирования, в частности, самый слабый вид измерения [38, 58].

Классификация — это первичная, простейшая модель. Полнота классификации является предметом особого внимания при ее построении. Часто оказывается необходимым провести разграничение внутри одного класса, не отказываясь тем не менее от общности в его рамках. Так появляются подклассы, что приводит к многоуровневой, иерархической классификации.

Как и в случае лингвистических моделей, классификация, как и всякая модель, является конечной, упрощенной и приближенной, содержит истинную, условно-истинную и ложную информацию.

Отсюда также следует вывод, что может существовать (и существует) значительное количество классификаций преобразователей и датчиков по различным классификационным признакам. Например, в работе [55] приведена классификация датчиков по 24 классификационным признакам.

Задача классификации датчиков в первую очередь выдвигает требование установить целесообразные классификационные признаки [66]. Наиболее полное представление о всем разнообразии датчиков можно получить, приводя общую классификацию с учетом многих классификационных признаков (рис. 1.2).

Одна из самых общих классификаций делит датчики в зависимости от потребителя информации о них.

Для потребителей датчиков важна информация о датчиках, предназначенных для измерения определенных физических величин (ФВ), сведениях о выходных и входных параметрах и сигналах, технических и метрологических характеристиках. Такой подход требует построения классификационной схемы по видам физической величины.

Для разработчиков датчиков, студентов, специалистов, изучающих работу датчиков, важна информация о физических принципах их действия или, точнее, физических закономерностях, определяющих принцип их действия.

По видам входных и выходных величин измерительные преобразователи (датчики) можно разделить на 4 больших класса (рис. 1.3) [61]:

- **электрических величин в электрические**, например, непрерывных во времени (аналоговых) в прерывистые (дискретные, цифровые);
- **неэлектрических величин в неэлектрические,** например, давление в перемещение жесткого центра мембраны;
- **электрических величин в неэлектрические,** например, тока в отклонение стрелки прибора;
- **неэлектрических величин в электрические.** Примеры в данном случае мы приводить не будем, так как этим преобразователям (датчикам) посвящена почти вся эта книга.

Важнейшим классификационным признаком для датчиков является **физический принцип действия** — принцип преобразования физических величин, ко-

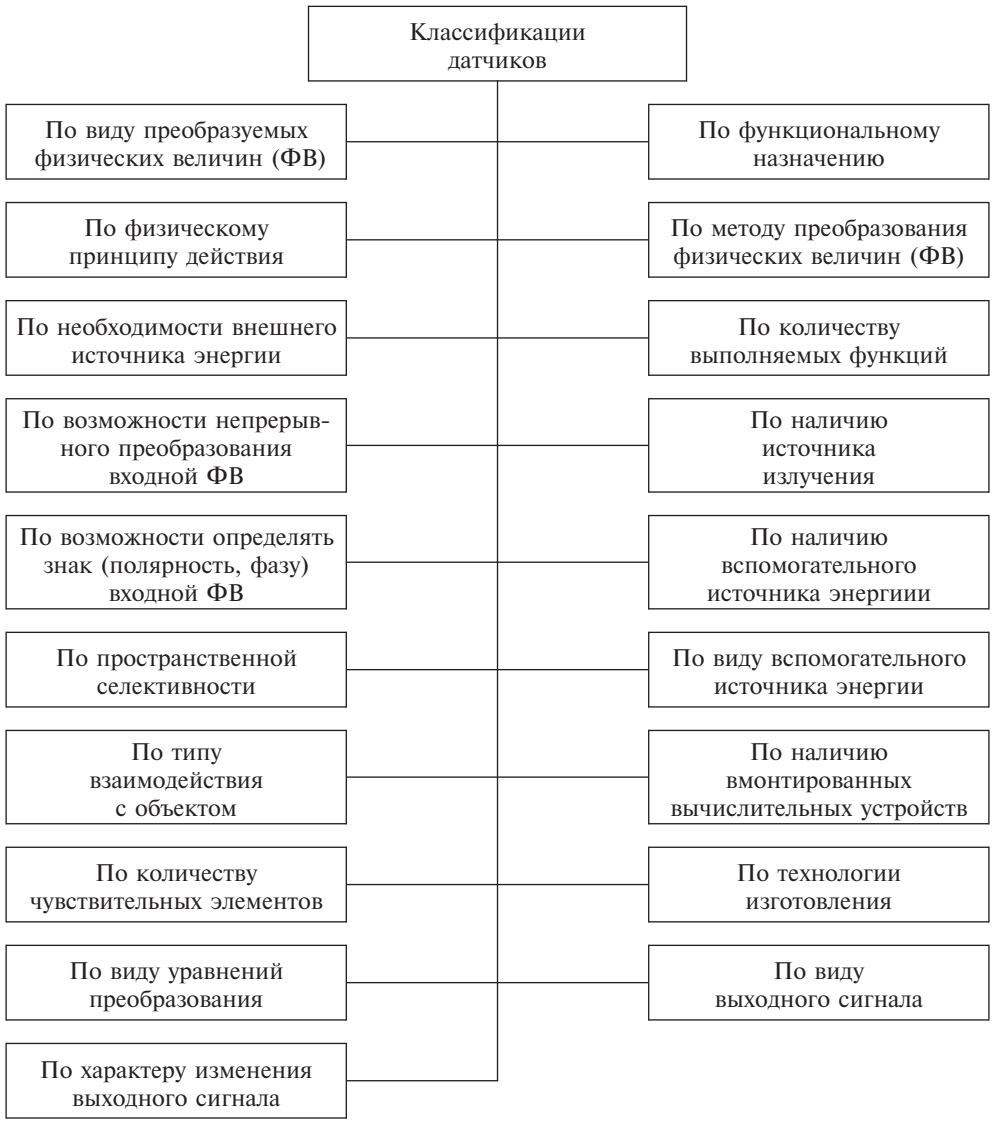


Рис. 1.2. Виды классификаций датчиков



Рис. 1.3. Классификация преобразователей по виду входных и выходных величин

торый основывается на некотором физико-техническом (физическом, электрохимическом, биоэлектронном, химическом и т.д.) эффекте (явлении). Такая классификация приведена на рис. 1.4.

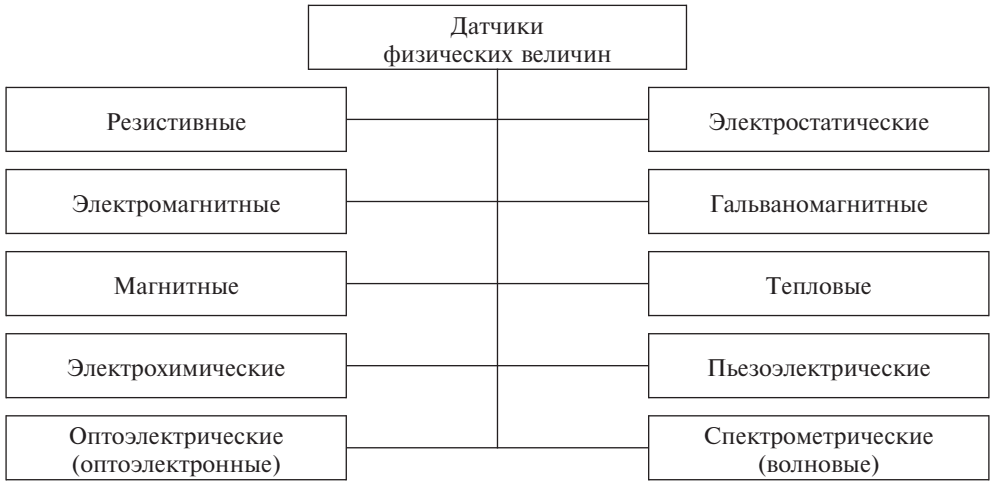


Рис. 1.4. Классификация датчиков по принципу действия

Кроме того, можно классифицировать датчики по виду измеряемых неэлектрических величин (рис. 1.5.) и электрических величин (рис. 1.6.).

По физическому принципу действия датчики (преобразователи) могут быть физическими (электрические, магнитные, тепловые, оптические, акустические и т.п.), химическими и комбинированными (физико-химические, электрохимические, биоэлектрические и т.п.). Принцип действия датчика определяется прежде всего тем, какая закономерность используется в нем. Однако существуют датчики, которые не относятся ни к одному из перечисленных классов, например, механоэлектрические. Эти датчики называются комбинированными.

По виду выходной величины и необходимости внешнего источника энергии датчики можно разделить на **генераторные** (активные), выходной величиной которых являются электрические величины (напряжение, заряд, ток, электродвижущая сила (ЭДС), и **параметрические** (пассивные), выходной величиной которых является сопротивление, индуктивность, емкость, диэлектрическая или магнитная проницаемость и т.п.

В **генераторных** датчиках внешний источник энергии не нужен. Например, в пьезоэлектрическом датчике под действием измеряемого усилия на электродах пьезоэлемента возникает электрический заряд (или электрическое напряжение).

В **параметрических** датчиках под действием измеряемой физической величины меняется какой-либо из параметров (например, электрическое сопротивление в тензорезисторах). Для получения выходного электрического сигнала требуется **источник энергии** (тока или напряжения). Таким образом, датчики могут иметь (или не иметь) вспомогательный источник энергии.



Рис. 1.5. Классификация датчиков по виду измеряемых неэлектрических величин

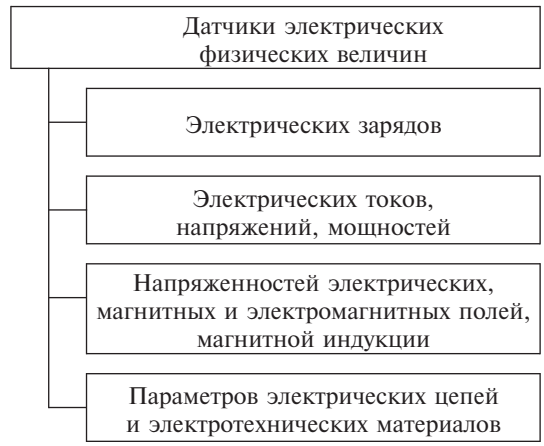


Рис. 1.6. Классификация датчиков по виду измеряемых электрических величин

Вспомогательные источники энергии в датчике могут быть электрическими, гидравлическими, пневматическими, механическими, оптическими и т.д. Таких источников в одном датчике может быть несколько.

По функциональному назначению датчики (преобразователи) можно разделить на:

— **индикаторные** (метрологические характеристики не нормируются). Датчик выдает информацию о наличии или отсутствии физической величины;
— **измерительные** (метрологические характеристики нормируются);
— **комбинированные.**

По методу преобразования физической величины датчики (преобразователи) делятся на (рис. 1.7):

— **датчики** (преобразователи) **прямого** одно- или многоступенчатого **преобразования**, в которых измеряемая физическая величина преобразуется в другую физическую величину — выходной сигнал датчика;
— **датчики** (преобразователи) **непрямого преобразования,** в которых измеряемая физическая величина преобразуется в промежуточную физическую величину, а уже затем эта величина преобразуется в выходной сигнал датчика;
— **датчики комбинированного типа**.



Рис. 1.7. Классификация видов преобразования физических величин

По характеру преобразования значений **физической величины** датчики делят на две группы:

— датчики непрерывного действия;
— датчики дискретного (циклического) действия.

По типу взаимодействия с объектом и количеству элементов датчики могут быть:

— стационарными или подвижными;
— контактными или бесконтактными;
— пространственно-распределенными (непрерывными, дискретными или многоэлементными);
— сосредоточенными (одноэлементными).

По пространственной селективности датчики делят на две группы:

— датчики направленного действия;
— датчики ненаправленного действия.

По наличию источника излучения датчики делятся на те, в которых такой источник есть (например, ионизационный датчик газоанализатора), и на те, в которых источников излучения нет.

Все большее распространение получают преобразователи с **вмонтированными электронными и вычислительными устройствами**, которые производят предварительную обработку выходного сигнала датчика. Такая обработка может включать **корректировку погрешностей датчика** в зависимости от влияющих факторов и т.д.

По виду уравнения преобразования датчики бывают с линейной и нелинейной зависимостью выходного сигнала от измеряемой физической величины.

По технологии изготовления датчики могут быть изготовлены с использованием объемного, печатного монтажа, гибридной и полупроводниковой технологии, микро- и нанотехнологий.

По способности различать изменение фазы или полярности входной физической величины датчики делят на фазочувствительные (реверсивные) и нефазочувствительные (нереверсивные), у которых выходной сигнал не зависит от полярности входной величины.

По характеру изменения выходного сигнала датчики делят на три группы:

— датчики с аналоговым выходным сигналом, который непрерывно изменяется;
— датчики с дискретным (например, импульсно изменяющимся) выходным сигналом.

Методы преобразования физических величин делятся на методы непосредственного преобразования, дифференциальный, замещения и нулевой (рис. 1.8).

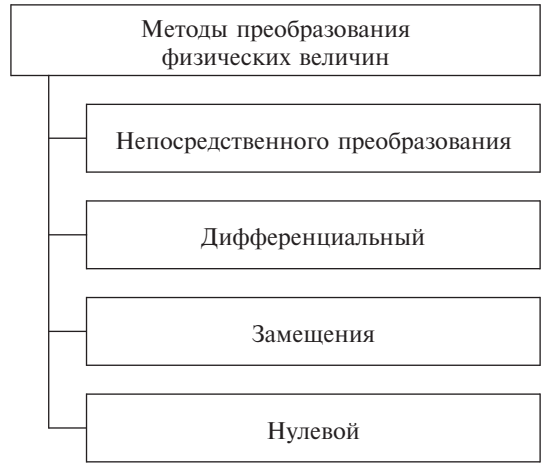


Рис. 1.8. Методы преобразования, используемые в датчиках

Дифференциальный метод, метод замещения и нулевой метод относятся к обобщенному методу сравнения [54, 59].

Все методы преобразования делятся также на методы **непосредственного преобразования и методы уравновешивающего преобразования.**

Метод уравновешивающего преобразования осуществляется в условиях, когда есть две цепи — прямого преобразования и **обратной связи**.

По характеру выполняемых в датчиках (преобразователях) **информационных преобразований** и способу получения выходных сигналов датчики можно разделить на несколько групп (рис. 1.9).

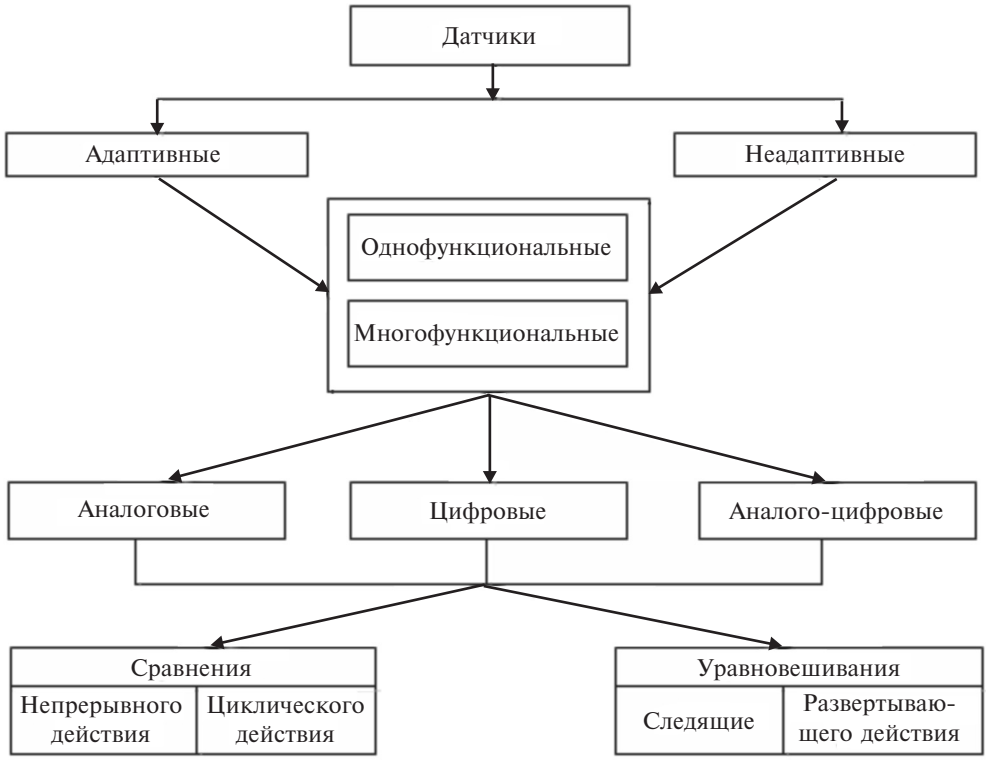


Рис. 1.9. Классификация датчиков по способу получения выходных сигналов и по характеру выполняемых в них информационных преобразований

По характеру адаптации к особенностям преобразования физических величин датчики делятся на адаптивные и неадаптивные, которые, в свою очередь, могут быть одно- и многофункциональные.

По виду выходной информации датчики (преобразователи) могут быть аналоговыми, дискретными (цифровыми) и аналого-цифровыми, при этом в датчиках могут осуществляться принципы сравнения или уравновешивания.

Преобразователи, выполненные с использованием принципа сравнения, могут быть непрерывного или циклического действия.

Преобразователи, выполненные с использованием принципа уравновешивания, могут быть следящими или развертывающего действия.

Приведенные классификации датчиков, хотя и широко используются в измерительной технике и автоматическом управлении, не являются абсолютно корректными и окончательно завершенными, а характеризуют лишь наш уровень знаний в этой области.

1.3. Некоторые физические эффекты, используемые в датчиках физических величин

Основные физические эффекты, используемые в датчиках, приведены в табл. 1.1.

Таблица 1.1

N п/п	Название эффекта	Краткое содержание эффекта
1	Акустический парамагнитный резонанс	Резонансное поглощение энергии ультразвуковой волны определенной частоты при ее прохождении сквозь парамагнитный кристалл, который находится в постоянном магнитном поле
2	Вентильный фотоэффект	Возникновение электродвижущей силы в системе, которая включает контакт двух разных полупроводников или полупроводника и металла, при поглощении оптического излучения
3	Вихревые токи (токи Фуко)	Возникновение замкнутых электрических токов в массивном электропроводнике при изменении интенсивности магнитного потока, который пересекает его
4	Гальваноупругий магнитный эффект	Изменение электрического сопротивления ферромагнетика, размещенного в магнитном поле, при воздействии одностороннего упругого напряжения растяжением или сжатием
5	Действие магнитного поля на контур с электрическим током	Вращение рамки с током под действием вращательного момента, который возникает при размещении рамки в однородном магнитном поле
6	Электротепловой эффект	Изменение температуры пироэлектрического кристалла под воздействием электрического поля
7	Электростатическая индукция	Возникновение на поверхности проводника или диэлектрика одинаковых и противоположных по знаку зарядов под действием внешнего электрического поля
8	Электромагнитная индукция	Возникновение электродвижущей силы индукции в электропроводящем контуре при изменении во времени магнитного потока через ограниченную контуром поверхность
9	Эффект Зеебека	В электрической цепи из последовательно соединенных разнородных проводников, контакты между которыми имеют разные температуры, возникает электродвижущая сила
10	Эффект Томсона	В проводнике с током, вдоль которого имеется градиент температуры, выделяется или поглощается теплота (кроме выделения джоулевой теплоты)

Продолжение табл. 1.1

N п/п	Название эффекта	Краткое содержание эффекта
11	Эффект Пельтье	При протекании электрического тока через контакт разнородных металлов в нем выделяется или поглощается теплота
12	Эффект Холла	Между боковыми гранями пластины из металлического проводника или полупроводника, вдоль которого протекает электрический ток, при действии перпендикулярного магнитного поля возникает разница потенциалов
13	Электрострикция	Деформация диэлектрика под воздействием внешнего электрического поля, пропорциональная квадрату напряженности поля
14	Эффект Фарадея	Вращение плоскости поляризации линейно поляризуемого света, который распространяется в изотропном веществе вдоль постоянного магнитного поля, в котором находится это вещество
15	Эффект Нерста	Возникновение продольного градиента температуры в проводнике с током, который находится в магнитном поле
16	Эффект Нерста—Эттингсхаузена	Возникновение электрического поля в твердом проводнике при наличии градиента температуры и перпендикулярного к нему магнитного поля
17	Эффект Риги—Ледюка	Возникновение вторичной разности температур в проводнике с перепадом температуры, размещенном в магнитном поле перпендикулярно к тепловому потоку
18	Закон Кулона	Взаимодействие двух заряженных тел с силой, пропорциональной произведению их зарядов и обратно пропорциональной квадрату расстояния между ними
19	Закон всемирного тяготения	Действие на тело, которое находится в произвольной точке гравитационного поля, создаваемого массой тела, силы гравитации, которая зависит от массы этого тела, и напряженности гравитационного поля
20	Закон Ампера	Возникновение механической силы, которая действует на проводник с током, при перемещении проводника во внешнем магнитном поле
21	Закон Ома	Возникновение в проводнике электрического тока, плотность которого пропорциональна напряженности поля
22	Закон Био—Савара—Лапласа	При протекании по электропроводнику электрического тока вокруг него в пространстве возникает магнитное поле
23	Обратный пьезоэлектрический эффект	В анизотропных кристаллических диэлектриках под действием электрического поля возникает механическая деформация
24	Закон Джоуля—Ленца	В электропроводнике выделяется тепловая энергия, количество которой пропорционально квадрату силы тока, сопротивлению проводника и времени протекания тока
25	Закон Фарадея	Количество вещества, которое выделяется или разлагается на электроде при электролизе, пропорционально количеству электричества (произведению силы тока на время электролиза), которое прошло через поверхность контакта электрода с раствором

Продолжение табл. 1.1

N п/п	Название эффекта	Краткое содержание эффекта
26	Зависимость Нерста равновесного потенциала электрода от концентрации вещества	Равновесный потенциал металлического электрода в растворе неорганического вещества пропорционален газовой постоянной, температуре и логарифму концентрации вещества и обратно пропорционален заряду иона и константе Фарадея
27	Зависимость электропроводности жидкого вещества от ее концентрации	Электропроводность жидкого вещества в определенном объеме пропорциональна площади электрода и удельной электропроводности вещества и обратно пропорциональна длине электрода
28	Зависимость температуры плавления твердого тела от внешнего давления	Изменение температуры плавления кристаллических веществ при увеличении внешнего давления. Если удельный объем жидкой фазы больше, чем твердой, то температура плавления увеличивается
29	Зависимость электрического сопротивления твердого тела от давления	Изменение электрического сопротивления твердого тела при изменении внешнего давления в области высоких температур. В большинстве веществ электрическое сопротивление уменьшается с увеличением давления
30	Зависимость показателя преломления газов от плотности	Увеличение показателя преломления газа с увеличением его плотности. Зависимость является квадратичной
31	Зависимость показателя преломления газов от давления	Увеличение показателя преломления газа при увеличении его давления. Зависимость в широком диапазоне изменений давления описывается полиномом некоторой степени
32	Зависимость модуля упругости металлов от температуры	Уменьшение модуля упругости металлов с увеличением температуры
33	Зависимость границы текучести металлов и сплавов от температуры	Уменьшение границы текучести металлов и сплавов с ростом температуры. Зависимость является близкой к экспоненциальной
34	Зависимость плотности металлов от температуры при переходе через точку плавления	Скачкообразное уменьшение плотности металлов с увеличением температуры вблизи температуры плавления
35	Звуколюминесценция	Свечение жидкости под действием интенсивной акустической волны (при акустической кавитации)

Продолжение табл. 1.1

N п/п	Название эффекта	Краткое содержание эффекта
36	Ионизация газа под действием электрического поля	Под действием сильного электрического поля атомы и молекулы газа превращаются в положительные и отрицательные ионы и свободные электроны
37	Ионизация газа рентгеновским излучением	Возникновение положительных и отрицательных ионов и свободных электронов в газе под действием электромагнитного излучения рентгеновского диапазона
38	Катодолюминесценция	Излучение света, который возникает при возбуждении люминофора электронным пучком
39	Магниторезистивний эффект	Изменение электрического сопротивления твердых проводников под действием магнитного поля
40	Магнитострикция	Изменение формы и размеров тела при его намагничивании
41	Магнитный гистерезис	Неоднозначная зависимость намагниченности ферромагнитного тела от напряженности внешнего магнитного поля. При циклическом изменении напряженности поля кривая изменения намагниченности имеет вид петли магнитного гистерезиса
42	Намагничивание тел	Возникновение или изменение намагниченности вещества при действии на него внешнего магнитного поля. Диамагнетики намагничиваются против поля, пара- и ферромагнетики — в направлении поля
43	Пьезоэлектрический эффект	Изменение поляризации некоторых кристаллических диэлектриков (пьезоэлектриков) при механической деформации
44	Пьезомагнитний эффект	Возникновение в веществе намагниченности под действием внешнего давления
45	Пироэлектрический эффект	Возникновение электрических зарядов на поверхности некоторых кристаллических диэлектриков (пироэлектриков) при их нагревании или охлаждении
46	Поверхностный эффект	Переменный ток в электропроводнике неравномерно распределяется по площади его сечения. Неравномерность плотности тока увеличивается с увеличением частоты тока и площади сечения проводника
47	Поглощение звука	Уменьшение интенсивности акустической волны, которая проходит сквозь вещество, в результате необратимого перехода энергии волны в другие виды энергии, в частности, в теплоту
48	Поглощение света	Уменьшение интенсивности электромагнитного излучения при прохождении сквозь вещество
49	Поляризация диэлектриков	Возникновение объемного дипольного момента диэлектрика под действием электрического поля. На поверхности диэлектрика появляются связанные поляризуемые заряды
50	Сверхпроводимость	Скачкообразное уменьшение практически до нуля электрического сопротивления ряда металлических проводников и сильнолегированных полупроводников при охлаждении ниже критической температуры, характерной для данного материала

Продолжение табл. 1.1

N п/п	Название эффекта	Краткое содержание эффекта
51	Сила Лоренца	Действие на заряженную частицу, которая движется в магнитном поле, силы, перпендикулярной к вектору магнитной индукции поля и вектору скорости движения частицы
52	Тензорезистивний эффект	Изменение электрического сопротивления в твердых электропроводниках под действием растягивающих или сжимающих напряжений
53	Тепловое расширение тел	Изменение размеров тела при его нагревании. Характеризуется коэффициентом линейного (для твердых тел) или объемного (для жидких и газообразных тел) теплового расширения
54	Термоэлектронная эмиссия	Излучение электронов нагретыми телами в вакуум или другую среду
55	Терморезистивний эффект	Изменение электрического сопротивления электропроводных тел при изменении их температуры. В металлических проводниках сопротивление растет с ростом температуры, в жидких электролитах и полупроводниках — уменьшается
56	Фотоэлектронная эмиссия (внешний фотоэффект)	Излучение электронов твердыми телами и жидкостями в вакуум или другую среду под действием электромагнитного излучения

Литература

1. Агейкин Д.И., Костина Е.Н., Кузнецова Н.Н. Датчики контроля и регулирования. — М.: Машиностроение, 1965. — 928 с.
2. Аш Ж и др. Датчики измерительных систем: Пер. с франц. / Под ред. А.С. Обухова. — М.: Мир. — Кн. 1, 1992. — 480 с., Кн. 2, 1992. — 460 с.
3. Байбаков Ф.Б., Шарапов В.М. Контроль примесей в сжатых газах. — М.: Химия, 1989. — 260 с.
4. Берлинер М.А. Измерения влажности. — М.: Энергия, 1973. — 400с.
5. Бутурлин А.И. Газочувствительные датчики на основе металлоксидных полупроводников //Зарубежная электронная техника. — 1983. — Вып. 10.
6. Ваганов В.И. Интегральные тензопреобразователи. — М.: Энергоатомиздат, 1983.
7. Ваня Я. Анализаторы газов и жидкостей / Под ред. О.С. Арутюнова. — М.: Энергия, 1970. — 552 с.
8. Викторов В.А., Совлуков А.С. Радиоволновые датчики. — М.: Наука, 1983. — 314 с.
9. Вульвет Дж. Датчики в цифровых системах: Пер. с англ. / Под ред. А.С. Яроменко. — М.: Энергоиздат, 1981. — 200 с.
10. Выглеб Г. Датчики: Устройство и применение. — М.: Мир, 1989. — 196 с.
11. Гордов А.Н., Жагулло О.М., Иванова А.С. Основы температурных измерений. — М.: Энергоатомиздат, 1992. — 304 с.
12. Гордов А.Н., Стадник Б.И., Бычковский Р.В. и др. Приборы для измерения температуры: Справочник. — Львов: Наукова думка, 1986. — 348 с.
13. Гордов А.Н. Основы пирометрии. — М.: Металлургия, 1971. — 472 с.
14. Готра З.Ю., Ильницкий Л.Я., Полищук Е.С. и др. Датчики: Справчник / Под ред. З.Ю. Готры и О.И. Чайковского. — Львов: Каменяр, 1995. — 312 с.
15. Джексон Р. Новейшие датчики. — М.: Техносфера, 2006. — 620 с.

16. Домаркас В., Кажис Р. Контрольно-измерительные пьезоэлектрические преобразователи. — Вильнюс: Минтис, 1975. — 258 с.
17. Дубовой Н.Д. Автоматические многофункциональные измерительные преобразователи. — М.: Радио и связь, 1989. — 256 с.
18. Зарипов М.Ф. Датчики малых угловых скоростей. — Уфа: Изд. Уфимского авиационного института, 1975.
19. Ишанин Г.Г., Панков Э.Д.,Челибанов В.П. Приемники излучения. — СПб: Папирус. 2003. — 527 с.
20. Котюк А.Ф. Датчики в современных измерениях. — М.: Радио и связь, 2006. — 96 с.
21. Кремлевский П.П. Расходомеры и счетчики количества: Справочник. — Л.: Машиностроение, 1989. — 701 с.
22. Кремлевский П.П. и др. Расчет и конструирование расходомеров / Под ред. П.П. Кремлевского. — Л.: Машиностроение, 1978. — 224 с.
23. Куликовский Л.Ф., Жиров В.Г. Магнитомодуляционные измерительные преобразователи. — М.: Энергия, 1977. — 87 с.
24. Левшина Е.С., Новицкий П.В. Электрические измерения физических величин. Измерительные преобразователи. — Л.: Энергоатомиздат, 1983. — 320 с.
25. Луцик Я., Буняк Л., Стадник Б. Использование ультразвуковых сенсоров. — Львов: СП Бак, 1998. — 232 с. (На укр. яз.).
26. Малов В.В. Пьезорезонансные датчики. — М.: Энергоатомиздат, 1989. — 272 с.
27. Мейзда Ф. Электронные измерительные приборы и методы измерений. — М.: Мир, 1990. — 535 с.
28. Новицкий П.В. Основы информационной теории измерительных устройств. — Л.: Энергия, 1968. — 248 с.
29. Новый словарь иностранных слов. — Минск: Современный литератор, 2005. — 1088 с.
30. Носов Ю.Р. Оптоэлектроника, физические основы, приборы и устройства, — М.: Машиностроение, 1978. — 480 с.
31. Нуберт Г. Измерительные преобразователи неэлектрических величин. Введение в теорию, расчет и конструирование. — Л.: 1970. — 360 с.
32. Ожегов С.И. Словарь русского языка / Под ред. Н.Ю. Шведовой. — М.: Русский язык, 1978. — 846 с.
33. Орнатский П.П. Теоретические основы информационно-измерительной техники. —Киев: Вища школа, 1983. — 455 с.
34. Осадчий Е.П. и др. Проектирование датчиков для измерения механических величин. — М.: Машиностроение, 1979. — 480 с.
35. Осипович Л.А. Датчики физических величин. — М.: Машиностроение, 1979. — 160 с.
36. Островский Л.А. Основы общей теории электроизмерительных устройств. — Л.: Энергия, 1971. — 544 с.
37. Павленко В.А. Газоанализаторы. — М.-Л.: Машиностроение, 1965. — 296 с.
38. Перегудов Ф.И., Тарасенко Ф.П. Введение в системный анализ. — М.: Высшая школа, 1989. — 367 с.
39. Полищук Е.С. Измерительные преобразователи. — Киев: Вища школа, 1981. — 296 с.
40. Полищук Е.С., Дорожовец М.М., Стадник Б.И., Ивахив О.В., Бойко Т.Г., Ковальчик А. Средства и методы измерений неэлектрической величины: Учебник /Под ред. проф. Е.С. Полищука. — «Бескид-Бт», 2008. — 618 с. (На укр. яз).
41. Преображенский В.П. Теплотехнические измерения и приборы. — М.: Энергия, 1978. — 704 с.
42. Пьезокерамические преобразователи: Справочник / Под ред. С.И. Пугачева. — Л.: Судостроение, 1984.

43. РМГ29-99. Рекомендации по межгосударственной стандартизации. Государственная система обеспечения единства измерений. Метрология. Основные термины и определения.
44. Спектор С.А. Электрические измерения физических величин. Методы измерений. — Л.: Энергоатомиздат, 1987. — 320 с.
45. Таранов С.Г., Фахралева М.Е. Методы и средства измерения параметров магнитных полей. — Киев, 1985. — 392 с.
46. Телеников Ф.Е. и др. Теоретические основы информационной техники. — М.: Энергия, 1971. — 424 с.
47. Техническая кибернетика / Под ред. В.В. Солодовникова. Измерительные устройства, преобразующие элементы и устройства. — М.: Машиностроение, 1973. — 680 с.
48. Тиль Р. Электрические измерения неэлектрических величин: Пер. с нем. — М.: Энергоатомиздат, 1987. — 192 с.
49. Фарзане Н.Г. и др. Автоматические детекторы газов и жидкостей. — М.: Энергоатомиздат, 1983. — 96 с.
50. Фрайден Дж. Современные датчики. Справочник —. М.: Техносфера, 2005. — 592 с.
51. Франко Р.Т. и др. Газоаналитические системы и приборы. М.: Машиностроение. — 218 с.
52. Харкевич А.А. Теория преобразователей. — М.-Л.: Госэнергоиздат, 1948. — 188 с.
53. Харкевич А.А. Избранные труды. — М.: Наука, 1973. Т. 1 — 400 с.
54. Хомерики О.К. Гальваномагнитные элементы и устройства автоматики и вычислительной техники. — М.: Энергия, 1975. — 176 с.
55. Храмов А.В. Первичные измерительные преобразователи измерительных приборов и автоматических систем. — Киев, Вища школа, 1988. — 527 с. (На укр. яз.).
56. Sharapov V. Piezoceramic sensors. — Springer, 2011. — 498 p.
57. Шарапов В.М., Мусиенко М.П., Шарапова Е.В. Пьезоэлектрические датчики. — М.: Техносфера, 2006. — 632 с.
58. Шарапов В.М., Шарапова Е.В. Универсальные технологии управления. — М.: Техносфера, 2006. — 632 с.
59. Шарапов В.М., Мусиенко М.П., Шарапова Е.В. Пьезокерамические преобразователи физических величин. — Черкассы: ЧГТУ, 2005. — 496 с.
60. Шульц Ю.Электроизмерительная техника: 1000 понятий для практиков. Справочник: Пер. с нем. — М.: Энергоатомиздат, 1989. — 288 с.
61. Электрические измерения неэлектрических величин / Под ред. П.В. Новицкого. — Изд. 5-е перераб. и доп. — Л.: Энергия, 1975. — 576 с.
62. Эрлер В., Вальтер Л. Электрические измерения неэлектрических величин полупроводниковыми тензорезисторами. — М.: Мир, 1974. — 286 с.
63. Якушенков Ю.Г. Теория и расчет оптико-электронных приборов. — М.: Машиностроение, 1989. — 360 с.
64. Norton, Handbook of Transducers. Pretice-Hall, Englewood cliffs, NI, 1989.
65. Thomson, S. Control Systems: Engineering & Design. Longman Scientific & Technical, Essex, UK, 1989.
66. White, R.W. A sensor classification sceme. In.: Microsensors. IEEE Press, New York, 1991.

ГЛАВА 2

ЭЛЕМЕНТЫ ОБЩЕЙ ТЕОРИИ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ (ДАТЧИКОВ)

2.1. Общие сведения

Всякий измерительный прибор или устройство могут быть, представлены в виде цепи той или иной структуры, состоящей из ряда преобразователей, имеющих различное функциональное значение и принцип действия. Такие преобразователи могут быть предназначены как для преобразования одной физической величины в другую (аналоговые), так и для превращения непрерывных (аналоговых) величин в ряд дискретных — мгновенных или квантованных (округленных) — значений и наоборот.

Общая теория аналоговых преобразователей основывается на энергетических представлениях, устанавливающих связи между выражениями энергии, запасенной в системе, и возникающими в ней силами. В области измерительных преобразователей подобные представления получили широкое развитие в результате работ А.А. Харкевича, Л.А. Островского, Е. Г. Шрамкова и др. [3, 8]. Эти работы позволили осуществить наиболее общий подход к преобразователям физических величин как к обобщенным четырехполюсникам, причем теория распространяется только на обратимые преобразователи аналоговых величин, для которых справедлив принцип взаимности.

Обычно энергию любой системы по аналогии с механическими системами можно представить произведением двух величин, одной из которых является сила, а другой — перемещение (координата). Выбор физических величин, которые были бы эквивалентны механической силе и перемещению, в значительной степени условный, но их произведение должно соответствовать энергии как физической величине. В качестве обобщенных параметров можно принять также силу и скорость (производная перемещения во времени), произведение которых соответствует мощности как физической величине.

Для нахождения связи между силами и перемещениями движущейся системы тел широко используются уравнения Лагранжа второго рода. Эти уравнения дают возможность сравнительно легко решать задачи динамики связанных систем.

Полученные для механических систем уравнения Лагранжа используются и для других, немеханических систем. Так, они были использованы Д. Максвеллом для изучения электромагнитных явлений, В. Томсоном (лордом Кельвином) для изучения тепловых явлений, вследствие чего были созданы соответственно теоретические основы электродинамики и теоретические основы термодинамики.

В общем случае в уравнениях Лагранжа в качестве обобщенных координат могут быть приняты любые физические величины, которые определяют энергетическое состояние системы. Это дает возможность использовать уравнения Лагранжа для анализа работы измерительных преобразователей (ИП), входные и выходные величины которых могут быть величинами разной физической природы.

Таким образом, измерительный преобразователь (рис. 2.1), может описываться уравнениями Z-формы обобщенного пассивного четырехполюсника [3]:

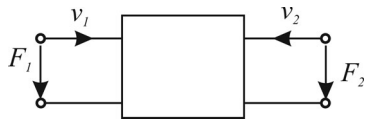


Рис. 2.1. Измерительный преобразователь как четырехполюсник

$$F_1 = Z_{11}v_1 + Z_{12}v_2; \qquad F_2 = Z_{21}v_1 + Z_{22}v_2. \tag{2.1}$$

Сопротивления Z_{11} и Z_{22} определяются как отношения соответствующих обобщенных сил к обобщенным скоростям при условии отсутствия движения ($v = 0$, режим холостого хода) на противоположной стороне. В режиме холостого хода также определяются сопротивления Z_{12} и Z_{21}. Таким образом, значения всех этих сопротивлений не зависят от свойств последующих устройств, которые могут быть подключены к преобразователю, и характеризуют лишь свойства ИП. Поэтому сопротивления Z_{11} и Z_{22} называют собственными входным и выходным сопротивлениями преобразователя, а Z_{12} и Z_{21} — собственными взаимными (передаточными) сопротивлениями. Далее будет показано, что Z_{12} и Z_{21} имеют смысл коэффициентов преобразования.

При присоединении к выходу преобразователя некоторого обобщенного сопротивления Z_H входное сопротивление преобразователя определится как

$$Z_{вх} = \frac{F_1}{v_1} = Z_{11} + Z_{12}\frac{v_2}{v_1} = Z_{11} - \frac{Z_{12}Z_{21}}{Z_H + Z_{22}} = Z_{11} - \Delta Z, \tag{2.2}$$

поскольку, исходя из второго уравнения четырехполюсника при присоединенном Z_H (рис. 2.2.), отношение $\frac{v_2}{v_1} = -\frac{Z_{21}}{Z_H + Z_{22}}$ (здесь $Z_H = -\frac{F_2}{v_2}$ и по своей физической сути является сопротивлением нагрузки; знак минус учитывает противоположность направлений выходной обобщенной силы и выходной обобщенной скорости в Z-форме уравнений четырехполюсника).

Из последнего выражения следует, что входное сопротивление ИП в общем отличается от его собственного входного сопротивления, т.е. сопротивления Z_{11} на значение так называемого внесенного сопротивления ΔZ, которое обратно пропорционально сумме собственного выходного сопротивления и сопротивления нагрузки.

2.2. Обобщенный генераторный преобразователь

Приведенные выше уравнения измерительного преобразователя как четырехполюсника касаются, как уже было сказано, преобразователей, для которых справедлив принцип обратимости. Такими являются генераторные преобразо-

ватели, которые вследствие действия входной величины генерируют на выходе определенный энергетический процесс. Исходя из Z-формы уравнений и учитывая выражение для входного сопротивления, эквивалентную схему генераторного преобразователя можно представить в виде, который изображен на рис. 2.2, где F_i — источник входной силы с внутренним сопротивлением Z_i.

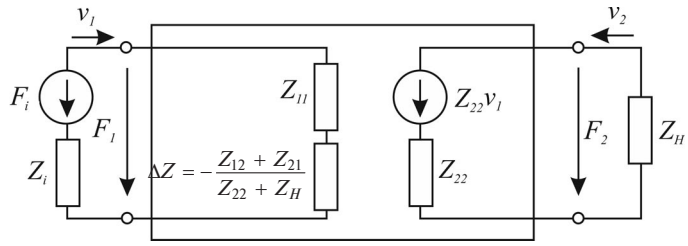


Рис. 2.2. Эквивалентная схема генераторного преобразователя

В зависимости от того, какие из входных и выходных параметров являются информативными, решая уравнение четырехполюсника, можно найти уравнение преобразования измерительного преобразователя и соответственно коэффициенты преобразования, выраженные через обобщенные сопротивления:

$$v_2 = k_1 F_1 = \frac{Z_{21}}{Z_{12}Z_{21} - Z_{11}(Z_H + Z_{22})} F_1, \tag{2.3}$$

$$F_2 = k_2 F_1 = \frac{Z_{21}}{Z_{11} + \dfrac{1}{Z_H}(Z_{11}Z_{22} - Z_{12}Z_{21})} F_1, \tag{2.4}$$

$$v_2 = k_3 v_1 = -\frac{Z_{21}}{Z_{22} + Z_H} v_1, \text{ или } F_2 = k_4 v_1 = \frac{Z_{21}}{1 + \dfrac{Z_{22}}{Z_H}} v_1. \tag{2.5}$$

Приведенные уравнения связывают входные и выходные параметры преобразователя в наиболее общем случае его работы с нагрузкой. Характеризировать работу ИП в первом приближении можно более простыми формулами. Действительно, режим работы ИП с выходным информативным параметром в виде обобщенной силы F_2 должен быть близким к холостому ходу $Z_H = \infty$, а режим роботы ИП с информативным параметром в виде обобщенной скорости v_2 — близким к короткому замыканию ($Z_H = 0$). Тогда:

$$v_2 = \frac{Z_{21}}{Z_{12}Z_{21} - Z_{11}Z_{22}} F_1,\ F_2 = \frac{Z_{21}}{Z_{11}} F_1; \tag{2.6}$$

$$v_2 = -\frac{Z_{21}}{Z_{22}} v_1,\ F_2 = Z_{21} v_1. \tag{2.7}$$

Коэффициенты преобразования k_1, k_2, k_3 и k_4 для линейных преобразователей постоянны и независимы от аргументов v_1 и v_2.

Коэффициенты Z_{ik} в приведенных выше уравнениях измерительных преобразователей являются операторными сопротивлениями и равны:

$$Z_{ik} = p^2 m_{ik} + pR_{ik} + W_{ik},$$

где m_{ik}, R_{ik} и W_{ik} — обобщенные параметры преобразователя, соответственно обобщенная масса, обобщенное активное сопротивление и обобщенная упругость.

Таким образом, выражая операторное сопротивление Z_{ik} через параметры преобразователя, можно перейти к дифференциальному уравнению преобразователя. В наиболее общем случае дифференциальное уравнение преобразователя в операторной форме с входной X(t) величиной и выходной Y(t) величиной (рис. 2.3) будет выглядеть как:

$$(a_n p^n + a_{n-1} p^{n-1} + \ldots + a_0) Y(t) = (b_m p^m + b_{m-1} p^{m-1} + \ldots + b_0) X(t). \qquad (2.8)$$



Рис. 2.3. Измерительный преобразователь как структурный элемент

Простейшие ИП могут с достаточной точностью определяться дифференциальными уравнениями первого или второго порядков.

Уравнения измерительного преобразователя как четырехполюсника и его дифференциальные уравнения с обобщенными входными и выходными параметрами описывают работу обобщенного преобразователя. Используя эти уравнения для оценки работы реальных преобразователей тех или иных физических величин, применяют методы аналогий, которые основаны на аналогии между обобщенными силами, перемещениями, скоростями и сопротивлениями различной физической природы.

2.3. Метод электромеханических аналогий

Метод электромеханических аналогий является очень удобным средством исследования внутренней структуры преобразователей [3, 7].

Этот метод позволяет заменить уравнения движения данной механической системы соответствующими уравнениями для эквивалентной электрической цепи, что существенно упрощает задачу исследования. Таким путем определяются, например, частотные и переходные характеристики механических систем преобразователей различной конструкции и назначения, причем в большинстве случаев задача сводится к исследованию некоторого ***эквивалентного колебательного контура***, свойства которого всесторонне изучены в теории электрических цепей.

Методом исследования, не требующим знания механизма системы, явились уравнения Лагранжа второго рода, причем в качестве обобщенных координат Максвелл выбрал количество электричества, а обобщенной скорости соответственно электрический ток, т.е.

$$i = \frac{dq}{dt}, \qquad (2.9)$$

где q — количество электричества.

Если рассматривать обобщенную силу в качестве причины изменений в системе, то, как уже указывалось, она должна быть выбрана так, чтобы произведение силы на приращение обобщенной координаты равнялось произведенной работе. Такой силой при выбранных Максвеллом обобщенных координатах становится электродвижущая сила.

В начале своего развития теоретическая электротехника использовала математический аппарат теоретической механики [6].

В скором времени, однако, последовало развитие и совершенствование собственных методов электротехники. Наличие обильного количества готовых решений электротехнических задач привело впоследствии к обратному процессу, т.е. к перенесению более развитых методов электротехники на решение задач механики. Так возник метод электромеханических аналогий, основы которого вытекают из сравнения аналогичных по форме уравнений механических и электрических систем [2, 3, 7, 8].

Приведем для примера такие широко известные уравнения.

1. ***Уравнение электродвижущих сил для последовательного колебательного контура***, находящегося под действием синусодальной ЭДС,

$$L\frac{di}{dt} + Ri + \frac{1}{C}\int idt = E_m \sin\omega t, \qquad (2.10)$$

где L, R и C — индуктивность, сопротивление и емкость контура соответственно.

Это же уравнение можно переписать, выразив все токи через количество электричества:

$$L\frac{d^2q}{dt^2} + R\frac{dq}{dt} + \frac{1}{C}q = E_m \sin\omega t. \qquad (2.11)$$

Подавляющее большинство электромеханических измерительных преобразователей представляет собой механические системы с одной степенью свободы. Имея почти всегда два разнородных накопителя энергии в виде массы и гибкости пружины, такие системы описываются дифференциальными уравнениями второго порядка и схематично могут быть изображены так, как это сделано для систем с поступательным и вращательным движением на рис. 2.4. Уравнения движения этих систем, как известно из теоретической механики, могут быть написаны в различных формах.

2. ***Уравнение поступательного движения массы, установленной на пружине***, имеет вид:

$$m\frac{d^2x}{dt^2} + R_m\frac{dx}{dt} + \frac{1}{C_x}x = F_m \sin\omega t, \qquad (2.12)$$

где m, R и C_x — соответственно масса, механическое сопротивление поступательному движению и эластичность, или гибкость пружины.

Справа, как всегда, находится внешняя, синусоидально меняющаяся сила.

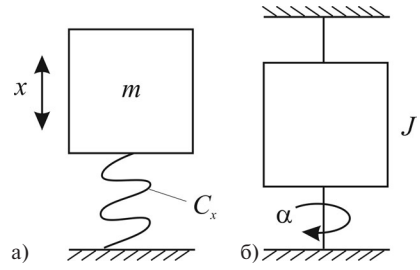


Рис. 2.4. Механические колебательные системы с поступательным (а) и вращательным (б) движением

3. ***Уравнение вращательного движения массы*** на упругом подвесе имеет совершенно аналогичную форму:

$$J\frac{d^2\alpha}{dt^2} + P\frac{d\alpha}{dt} + \frac{1}{C_\alpha}\alpha = D_m \sin\omega t, \tag{2.13}$$

где J — момент инерции системы: P — коэффициент успокоения, который, как далее показано, оказывается механическим сопротивлением вращательному движению; C_α — эластичность растяжек или пружин.

Как правило, пользуются величиной, обратной эластичности, называемой удельным противодействующим моментом W, где

$$W = \frac{1}{C_\alpha}. \tag{2.14}$$

Угловое отклонение системы принято обозначать через α.

Приведенные уравнения аналогичны по форме, в результате чего аналогичны и их решения.

Не останавливаясь на решении этих уравнений, укажем, что во всех случаях достаточно просто можно найти отношение действующей силы к возникающей вследствие этого скорости, т. е. сопротивление.

Так можно получить модули полных сопротивлений:

а) для электрической цепи

$$Z = \sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2}; \tag{2.15}$$

б) для механической системы с поступательным движением

$$Z_{m_x} = \sqrt{R_m^2 + \left(\omega m - \frac{1}{\omega C_x}\right)^2}; \tag{2.16}$$

в) для механической системы с вращательным движением

$$Z_{m_\alpha} = \sqrt{P^2 + \left(\omega J - \frac{W}{\omega}\right)^2}. \tag{2.17}$$

Сопоставление как исходных дифференциальных уравнений, так и выражений для полных сопротивлений приводит к возможности обоснования первой системы аналогий, представленной в виде сводки аналогов в табл. 2.1.

Рассмотрим теперь основные ***принципы, используемые для построения эквивалентных электрических цепей при помощи метода аналогий***.

Система электромеханических аналогий позволяет строить схемы электрических цепей, эквивалентные механическим, при условии соблюдения определенных правил [3].

Для составления механических схем самих измерительных преобразователей пользуются представлениями об основных механических элементах или

механических двухполюсниках. Различают следующие основные механические элементы.

Таблица 2.1. Механические и электрические аналоги

Механические величины	Электрические аналогии
Линейное перемещение x Угловое перемещение α	Количество электричества q
Механическая скорость $\frac{dx}{dt}, \frac{d\alpha}{dt}$	Электрический ток $I = \frac{dq}{dt}$
Действующая сила F или момент D	Электродвижущая сила E
Сила реакции системы F_x, момент M	Напряжение U
Полное механическое сопротивление	Полное электрическое сопротивление
Механическое сопротивление потерь	Активное сопротвление R
Масса m, момент инерции J	Индуктивность L
Эластичность, гибкость пружины	Электрическая емкость C
Упругость, удельный противодействующий момент	Величина, обратная емкости, т.е. 1/C

Элементом массы считают систему, состоящую из конечной массы m и точки, связанной с бесконечно большой массой, служащей началом системы отсчета. В качестве такой бесконечно большой массы принимается масса Земли. Наличие связи с бесконечной массой вытекает из представления сил как некоторых натяжений, а это предусматривает по крайней мере два взаимодействующих тела.

Элемент массы условно изображают, например, так, как это показано на рис. 2.5, *а*.

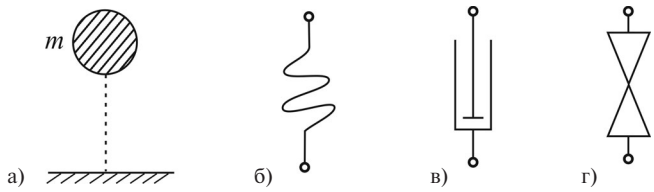


Рис. 2.5. Элементы механических систем: а — масса; б — упругость; в — элемент успокоения (трения); г — обобщенный механический элемент

Элементом упругости является идеализированный элемент, у которого любому относительному перемещению концов противодействует только упругая сила F_x или момент M, причем соблюдаются равенства:

где C_x — эластичность или гибкость элемента;

W — удельный противодействующий момент.

Элемент упругости изображается так, как показано на рис. 2.5, *б*.

Под ***элементом успокоения*** обычно понимают такой идеальный двухполюсник, у которого любое относительное перемещение концов связано с сопротивлением силы трения, пропорциональной скорости, т. е.

$$F_x = \frac{1}{C_x} x;\ M = W\alpha,$$

$$F_{усп} = R_м \frac{dx}{dt}$$

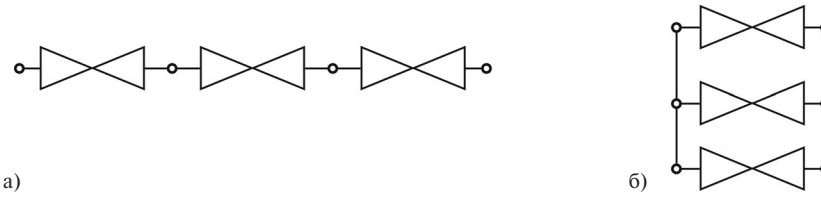
или

$$M_{усп} = P\frac{d\alpha}{dt}.$$

В обоих случаях направление силы (момента) и перемещения противоположны. Элемент успокоения изображен на рис. 2.5, *в*.

На схемах любой механический элемент, если он представляется обобщенно, а не конкретно, часто изображается так, как показано на рис. 2.5, *г*.

Механические элементы могут соединяться друг с другом по-разному, причем простейшими соединениями являются соединения цепочкой (рис. 2.6, *а*) или узлом (рис. 2.6, *б*).



а) б)

Рис. 2.6. Соединение элементов цепочкой (а) и узлом (б)

Из определения механических элементов и указанных способов их простейших соединений вытекают такие основные следствия.

Соединение элементов цепочкой. При соединении элементов цепочкой справедливы следующие условия:

1. Относительное перемещение концов цепочки равно сумме относительных перемещений концов каждого из элементов.

2. Относительная скорость концов цепочки равна сумме относительных скоростей концов элементов.

Если сопоставить это правило с законом распределения токов в электрической цепи, станет ясно, что соединение цепочкой соответствует не последовательному, а параллельному соединению, так как только при параллельном соединении токи складываются.

Из условия равновесия всей системы сила, действующая на каждый элемент цепочки, равна приложенной силе. Последнее условие соответствует электродвижущей силе, приложенной к элементам электрической цепи, соединенным параллельно.

Таким образом, соединение механических элементов цепочкой соответствует параллельному соединению элементов электрической цепи. Отсюда также следует, что податливость механической системы, т. е. величина, обратная механическому сопротивлению, равна сумме податливостей отдельных элементов.

Соединение элементов в узлы. Предполагая соединение концов абсолютно жестким, легко прийти к следующим выводам:

1. Относительное перемещение узлов, как это видно из рис. 2.6, *б*, равно относительному перемещению концов каждого элемента.

2. В соответствии с этим относительная скорость узла равна относительной скорости концов скрепленных элементов. Такое равенство скоростей характерно не для параллельного, а для последовательного соединения элементов электрической цепи, так как при этом токи в каждом из элементов одинаковы.

3. Сумма реакций всех элементов узла равна приложенной внешней силе. В электрической цепи этому соответствует сумма падений напряжений на последовательно включенных элементах.

Перечисленные свойства показывают, что соединение механических элементов в узлы соответствует последовательному соединению элементов электрической цепи. Если же говорить о механическом сопротивлении такой системы, то оно равно сумме сопротивлений отдельных элементов.

Основные примеры аналогий между механическими и электрическими цепями приведены в табл. 2.2, где для вращательного движения специальных обозначений не предусмотрено.

Нужно отметить то обстоятельство, что всякая реальная механическая система в действительности всегда является системой с распределенными постоянными. Рассмотрение подобных систем при помощи эквивалентных схем с сосредоточенными параметрами является приближением, степень и допустимость которого зависят от конкретных условий задачи. Здесь под приближением понимается сохранение в эквивалентной системе некоторого числа свойств реальной системы. Чем большее число свойств требуется сохранить, тем сильнее усложняется эквивалентная схема и тем труднее становится ее исследование.

По этой причине всегда важно суметь выделить главные свойства, чтобы разумно пожертвовать второстепенными. Методы исследования механических систем с распределенными постоянными при помощи аналогий подробно рассматриваются в электроакустике [2, 3, 7, 8].

Следует отметить, что соответствующие аналогии построены для электромагнитных электротепловых цепей и устройств [1, 3, 8].

Обобщенные параметры и их аналогии в цепях разной природы приведены в табл. 2.3.

В табл. 2.3 использованы следующие обозначения: ρ — удельное электрическое сопротивление; ρ_μ — удельное магнитное сопротивление; ρ_m — плотность тела; l и S — длина и площадь поперечного сечения цепи соответствующей физической природы; w — количество витков; $F_{Тр} = P_Н S_{Тр}$ (тут P_H — давление, нормальное к поверхности трения $S_{Тр}$); $k_{Тр}$ — коэффициент трения; $e_\mu = d\Phi / dt$ — удельная ЭДС, то есть ЭДС, которая наводится в одном витке; ε_0 — электрическая постоянная; μ_0 — магнитная постоянная; Q — тепловая энергия системы (количество теплоты); C_Q — удельная теплоемкость, ε и μ — относительные диэлектрическая и магнитная проницаемости.

Таблица 2.2. Аналогии механических и электрических цепей

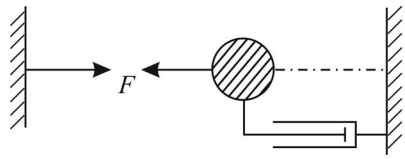
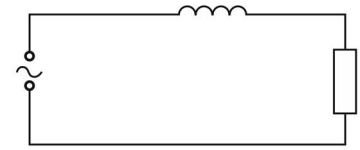
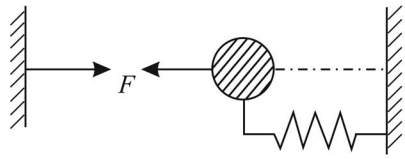
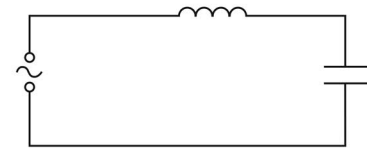
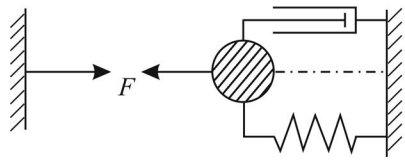
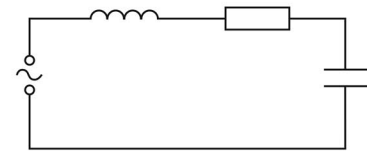
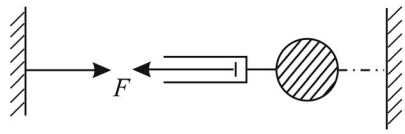
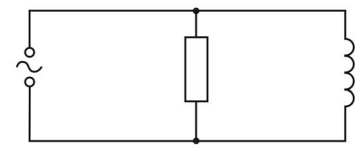
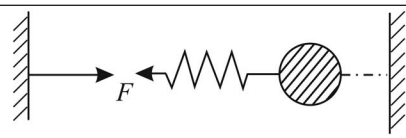
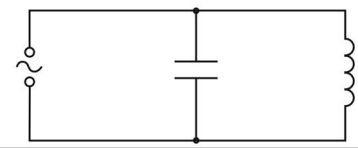
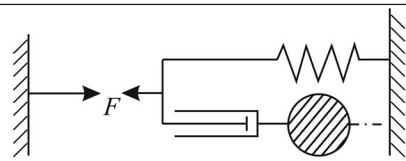
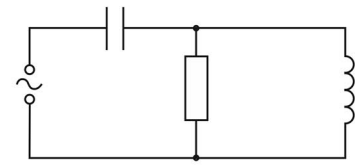
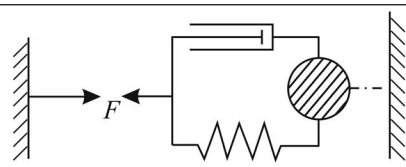
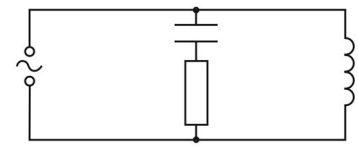
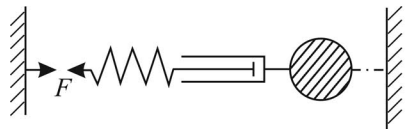
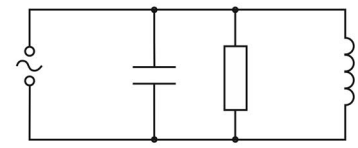
Механическая цепь	Электрический аналог
	
	
	
	
	
	
	
	

Таблица 2.3. Обобщенные параметры и их аналогии в цепях разной природы

Обобщенный параметр	**Природа цепи**			
	Механическая	**Электрическая**	**Магнитная**	**Тепловая**
Обобщенная сила	F [Н] сила	U [В] напряжение	$F_\mu = I\ w$ [А] магнитодвижущая сила	ΔT [К] разность температур
Обобщенная координата	x [м] перемещение	q [Кл], [А с] заряд	F [Вб], [В с] магнитный поток	$S_Q = Q/T_{ср}$ [Дж/К] энтропия
Обобщенная скорость	$v = dx/dt$ [м/с] скорость	$I = dq/dt$ [А] ток	$e_\mu = d\Phi/dt$ [В] скорость изменения магнитного потока (ЭДС)	$v_Q = dS_Q/dt$ [Вт/К] скорость изменения энтропии
Обобщенное сопротивление	$R_{тр} = k_{тр}F_{тр}$ [Н с/м] сопротивление трения	$R = \rho\frac{l}{S}$ [Ом] активное сопротивление	$R_\mu = \rho_\mu\frac{l}{S}$ [См] активная составляющая магнитного сопротивления	$R_т = T_{ср}l/\lambda_T S$ [$К^2$/Вт] тепловое сопротивление
Обобщенная масса (индуктивность)	$m = \rho_m\ l\ S$ [кг] масса	$L = \omega^2\mu\mu_0\frac{S}{l}$ [Гн] индуктивность (контура)	$L_\mu = \varepsilon\varepsilon_0\frac{S}{l}$ [Ф] магнитная индуктивность	—
Обобщенная эластичность (емкость)	$C_H = x/F$ [м/Н] эластичность	$C = \varepsilon\varepsilon_0\frac{S}{l}$ [Ф] емкость	$C_\mu = \mu\mu_0\frac{S}{l}$ [Гн] магнитная емкость	$C_т = m\ C_Q/T_{ср}$ [Дж/$К^2$] тепловая емкость

Литература

1. Зарипов М.Ф., Петрова Н.Ю. Проблемы информационной базы систем управления. Уфа: Башкирский филиал АН СССР, 1979.
2. Ольсон Г. Динамические аналогии. — М.: Изд. ин. лит., 1947.
3. Островский Л.А. Основы общей теории электроизмерительных устройств. — Л.: Энергия, 1971. — 544 с.
4. Гаврилюк М.А., Полищук Е.С., Обозовский С.С. и др. Электрические измерения электрических и неэлектрических величин / Под ред. Е.С.Полищка. — Киев: Вища школа, 1984. — 360 с.
5. Полищук Е.С. Измерительные преобразователи.— Киев: Вища школа, 1981.— 296 с.
6. Савин Г.Н., Путята Т.В., Фрадлин Б.Н. Курс теоретической механики. — Киев: Вища школа, 1973. — 360 с.
7. Фурдуев В.В. Электроакустика — М.: Гостехиздат, 1948.
8. Харкевич А.А. Избранные труды. — М.: Наука, 1973. Т. 1. — 400 с.

ГЛАВА 3

ХАРАКТЕРИСТИКИ ДАТЧИКОВ

3.1. Общие сведения

Характеристика (от греч. — черта, особенность) — определение и описание отличительных свойств, достоинств и недостатков чего-либо (или кого-либо).

Характеристики датчиков, как и других средств измерений, делятся на две группы — преобразовательные и метрологические.

Технические (преобразовательные) характеристики — это характеристики, устанавливающие связь между входной и выходной величинами. К ним относятся функции преобразования (градуировочные характеристики), коэффициенты преобразования, чувствительность, диапазон преобразования, порог чувствительности.

Метрологические характеристики — характеристики датчиков, нормирующие точностные параметры (погрешности) средств измерения.

В зависимости от режима работы как технические, так и метрологические характеристики делятся на статические и динамические. Статические характеристики соответствуют статическому режиму работы датчика, при котором преобразуемая (измеряемая) величина не зависит от времени. Динамическими называют характеристики, которые проявляются при работе датчика (преобразователя) в динамическом режиме, т.е. когда преобразуемая величина является функцией времени.

3.2. Статические характеристики

Функция преобразования. Эта характеристика устанавливает связь между входной x и выходной y величиной датчика (преобразователя).

$$y = f(x) \tag{3.1}$$

Как правило, выходная величина зависит не только от входной (измеряемой) величины, но и от некоторых других величин (влияющих факторов) — например, температуры окружающей среды, давления, вибрации, напряжения источника питания и т.п.

$$y = f(x_1, x_2, \ldots, x_n) \tag{3.2}$$

Однако во многих случаях функция преобразования является одномерной, т.е. связывает выходную величину (сигнал) преобразователя только с одной входной.

Эта характеристика может быть как линейной, так и нелинейной (например, логарифмической, экспоненциальной, степенной и т.п.).

Одномерная линейная функция, как известно, имеет вид

$$y = a + S_x x, \tag{3.3}$$

где a — постоянная составляющая (т.е. значение выходного сигнала при нулевом входном воздействии); S_x — тангенс угла наклона прямой.

Логарифмическая функция преобразования описывается зависимостью

$$y = a + s \ln x, \tag{3.4}$$

экспоненциальная

$$y = ae^{sx}, \tag{3.5}$$

степенная

$$y = a + bx^k, \tag{3.6}$$

где b, k — постоянные числа.

Во многих случаях нелинейные преобразователи могут считаться линейными внутри ограниченного диапазона значений входной величины. Для более широкого диапазона значений нелинейная функция преобразования представляется в виде отрезков нескольких прямых линий. Эта процедура называется ***кусочно-линейной аппроксимацией***.

В общем случае функции преобразования отдельных однотипных преобразователей (датчиков) из-за наличия индивидуальных особенностей будут несколько отличаться друг от друга, т.е. каждый отдельный преобразователь может характеризоваться своей индивидуальной функцией преобразования.

В качестве обобщенной характеристики преобразователей данного типа принимается некоторая усредненная по результатам многократных измерений или для большой группы однотипных преобразователей функция преобразования.

Определение этой функции преобразования может производиться в определенных точках диапазона преобразования как в нормальных условиях, так и при воздействии внешних факторов, оговоренных в нормативных документах на данный тип преобразователя (датчика) [1, 5, 7, 9].

Преобразователю присваивают либо определенную таким образом усредненную функцию преобразования, либо некоторую математическую функцию, которая является наилучшим приближением к ней. Присвоенную преобразователю функцию называют ***номинальной (паспортной) статической функцией преобразования***, *или* ***градуировочной характеристикой***.

Она может быть записана аналитически, а также представлена в виде таблицы или графика [4, 5].

В некоторых иностранных источниках функцию преобразования называют передаточной функцией. В отечественной литературе ***передаточной функцией*** называют отношение изображений по Лапласу выходной и входной величины при нулевых начальных условиях [2].

Коэффициент преобразования. В гл. 2 было показано, что коэффициент преобразования зависит не только от типа преобразователя, но и для данного преобразователя определяется также рабочим режимом сторон, причем возможны различные комбинации режимов холостого хода и короткого замыкания на обеих сторонах, дающие четыре разных выражения для коэффициента преобразования.

В том случае, когда аргументами в уравнениях преобразователей оказываются обобщенные скорости (токи), коэффициент преобразования имеет смысл взаимного сопротивления, т.е. $K_o = Z_{12} = Z_{21}$ [4].

Во многих случаях используют коэффициент преобразования, измеренный при холостом ходе на обеих сторонах

$$K_o = \left.\frac{F_1}{F_2}\right|_{v_1=0}, \tag{3.7}$$

где F_1, F_2 — соответственно обобщенные силы на входе и выходе преобразователя; v_1 — обобщенная скорость на входе преобразователя.

На практике пользуются следующим выражением для определения коэффициента преобразования [5]:

$$K_o(x) = \frac{y}{x} = \frac{f(x)}{x}, \tag{3.8}$$

где x — входная величина; y — выходная величина.

Номинальный коэффициент преобразования определяется по номинальной функции преобразования как

$$K_{ном}(x) = \frac{f_{ном}(x)}{x}. \tag{3.9}$$

Следует отметить, что $K_{ном}(x) = \text{const}$ только тогда, когда номинальная функция преобразования линейна и ее график проходит через начало координат.

В общем случае величины x и y являются величинами различной физической природы. С помощью номинального коэффициента преобразования выходная величина ***y*** может быть приведена ко входу преобразователя, в результате чего можно получить приведенную функцию преобразования

$$x = \frac{y}{K_{ном}(x)}. \tag{3.10}$$

Чувствительность преобразователя. Чувствительность преобразователя — это производная от функции преобразования по входной величине

$$S = \frac{dy}{dx}, \tag{3.11}$$

или в конечных приращениях

$$S = \frac{\Delta y}{\Delta x}. \tag{3.12}$$

Другими словами, чувствительность преобразователя — это отношение изменения выходной величины к изменению входной величины, вызвавшему это изменение выходной величины.

Для преобразователей, функция преобразования которых линейна, чувствительность будет постоянной. Если график функции преобразования прохо-

дит через начало координат, чувствительность равна коэффициенту преобразования.

Если функция преобразования нелинейна, то чувствительность является функцией входной величины и связана с коэффициентом преобразования зависимостью [5]:

$$S(x) = \frac{dy}{dx} = \frac{d[k(x)x]}{dx} = k(x) + \frac{dk(x)}{dx}x. \tag{3.13}$$

Это означает, что коэффициент преобразования является более информативной характеристикой преобразователя, чем чувствительность.

Так как чувствительность зависит от коэффициента преобразования, в документации на преобразователь необходимо оговаривать условия ее определения.

Для характеристики нелинейных преобразователей часто пользуются понятием ***средней чувствительности*** в диапазоне преобразователя [1]:

$$S_{ср} = \frac{y_k - y_н}{x_k - x_н}, \tag{3.14}$$

где $y_k - y_н$ и $x_k - x_н$ — ***диапазоны преобразования*** соответственно по выходной и входной величинам; $y_k, x_k, y_н, x_н$ — конечные и начальные пределы измерений.

Под ***относительной чувствительностью*** понимают отношение относительного изменения выходной величины к относительному изменению входной величины

$$S_{отн} = \frac{\Delta y / y}{\Delta x / x}. \tag{3.15}$$

Если входная величина является функцией времени, то определенной функцией времени будет и чувствительность. Таким образом, при гармоническом характере изменения входной величины и установившемся режиме работы преобразователя нужно говорить о ***комплексной чувствительности*** $S(j\omega)$.

В соответствии с этим при изучении переходных процессов естественно пользоваться понятием переходной чувствительности $S(t)$.

Наконец, наиболее общей формой чувствительности является ***операторная чувствительность*** $S(p)$.

В теории автоматического регулирования эта чувствительность называется ***передаточной функцией*** [2, 4].

Последние характеристики являются функциями времени, т.е. являются динамическими характеристиками и будут рассмотрены в разд. 3.4.

Чувствительность преобразователя, состоящего из нескольких последовательно включенных промежуточных преобразователей (звеньев),

$$S = S_1 \cdot S_2 \cdot \ldots \cdot S_n. \tag{3.16}$$

Порог чувствительности. Под порогом чувствительности понимают наименьшее значение входной величины, которое может быть уверенно выявлено данным преобразователем.

В оптических измерениях порог чувствительности часто называют «разрешающей способностью» [4].

Диапазон преобразования. Разность между максимальным и минимальным значением входной (преобразуемой) физической величины называется диапазоном преобразования входной величины

$$D_x = x_k - x_н, \tag{3.17}$$

где x_k, $x_н$ — соответственно максимальное (конечное) и минимальное (начальное) значения входной величины.

Аналогично диапазон преобразования по выходной величине

$$D_y = y_k - y_н, \tag{3.18}$$

где y_k, $y_н$ — соответственно максимальное (конечное) и минимальное (начальное) значения выходной величины.

Сопротивление преобразователя. В гл. 2 мы уже отмечали, что сопротивление является важным фактором, характеризующим преобразователь.

Сопротивление — это отношение обобщенной силы к обусловленной ею обобщенной скорости (для электротехники — это соответственно электрические напряжения и ток). Сопротивление характеризует потери энергии в системе.

Сопротивление может быть активным, реактивным, комплексным.

Для преобразователя можно говорить о входном и выходном сопротивлении, а также о переходном, динамическом и др. (см. гл. 2).

Гистерезис — это запаздывание изменения физической характеристики вещества от вызывающей его изменения физической величины, например, магнитный гистерезис — отставание состояния намагниченности ферромагнетика от изменения напряженности внешнего магнитного поля. Упругий гистерезис — отставание изменения деформации тела от изменения механического напряжения.

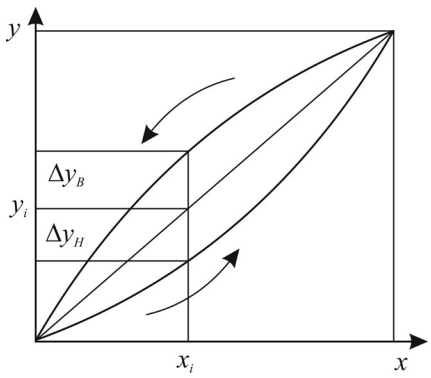


Рис. 3.1. Функция преобразования с гистерезисом: Δy — погрешность от гистерезиса

Для измерительных преобразователей наличие гистерезиса является причиной дополнительной погрешности как разности Δy значений выходной величины y при возрастании («прямой ход») и убывании («обратный ход») входной величины x и номинальным значением y (рис. 3.1).

Типичной причиной возникновения гистерезиса являются трение и структурные изменения в материалах.

Нелинейность. Нелинейность определяется для преобразователей, функцию преобразования которых можно аппроксимировать прямой линией. Под ***нелинейностью*** понимается максимальное отклонение реальной функции преобразования от аппроксимирующей прямой линии [1, 5].

Нелинейность обычно выражается либо в процентах от максимального значения выходной величины, либо в единицах этой величины.

Здесь уместно отметить, что известны различные методы линеаризации нелинейной функции преобразования. Один из способов — проведение прямой через конечные точки функции преобразования [6]. Второй способ основан на применении метода наименьших квадратов, суть которого изложена, например, в [1].

Еще один способ — метод наилучшей прямой — заключается в нахождении линии, проходящей посередине между двумя параллельными прямыми, расположенными как можно ближе друг к другу и охватывающими все выходные значения реальной функции преобразования [6].

Воспроизводимость. Воспроизводимость — это способность преобразователя при одинаковых условиях выдавать одинаковые результаты. Воспроизводимость можно оценить или по максимальной разности значений выходной величины, или по величине среднеквадратического отклонения [1].

Надежность. Под надежностью понимают свойства объекта (в частности, датчика, преобразователя) сохранять во времени в установленных пределах значения всех параметров, характеризующих способность объекта выполнять требуемые функции в заданных режимах и условиях применения.

Надежность характеризует поведение датчика (преобразователя) во времени и является обобщенным понятием, включающим в себя безотказность, долговечность, ремонтопригодность и сохраняемость.

В соответствии с ГОСТ 27.002-89 [10] ***безотказность*** — это свойство объекта непрерывно сохранять работоспособное состояние в течение некоторого времени, при этом не допускаются отказы. Под ***отказом*** объекта понимается невыполнение каких-либо функций или режимов, оговоренных в технической документации. Безотказность характеризуется вероятностью безотказной работы или наработкой на отказ.

Долговечность — это свойство объекта сохранять работоспособное состояние до наступления предельного состояния, при котором он не способен выполнять все или одну из своих функций, в том числе не обеспечивать выполнение каких-либо параметров в заданных пределах.

3.3. Метрологические характеристики

Точность измерения. Конечной целью измерения является нахождение результата измерения как оценки истинного значения измеряемой величины. Качественной характеристикой измерения является ***точность измерения***, которая характеризует близость результата измерения к действительному (истинному) значению измеряемой величины. Чем ближе результат измерения к истинному значению, тем точнее измерения. И наоборот.

Традиционно для количественного оценивания качества измерений используют негативную характеристику — погрешность измерения [1].

Погрешность измерения — отклонение результата измерения от истинного значения измеряемой величины [1].

Погрешности датчиков (преобразователей), как и погрешности других средств измерений, могут быть классифицированы по различным признакам.

По способу выражения погрешности подразделяют на абсолютные, относительные и приведенные.

Приведенное выше определение погрешности измерения как отклонение результата измерения x от истинного (действительного) значения x_0 измеряемой величины

$$\Delta = x - x_0, \tag{3.19}$$

есть собственно определение ***абсолютной погрешности***. Особенностью определения абсолютной погрешности датчиков (преобразователей) является то, что за истинное значение физической величины (входной или выходной) принимается значение этой величины на номинальной статической функции преобразования (градуировочной характеристике).

Абсолютная погрешность не дает полного представления о качестве измерений. Например, абсолютная погрешность 0,1 кг при измерении массы $m = 100$ кг — это вполне хороший результат. Но абсолютная погрешность 0,1 кг при измерении массы $m = 1$ кг — это очень низкая точность измерения.

Для количественной характеристики качества измерений в этом случае удобнее использовать относительную погрешность

$$\delta = \frac{\Delta}{x_0} \approx \frac{\Delta}{x}. \tag{3.20}$$

Часто эту величину выражают в процентах ($\delta\% = \delta \cdot 100\%$) или в так называемых промилле ***ppm*** (одна миллионная часть) — $\delta_{ppm} = \delta \cdot 10^{-6}$. При этом справедливо соотношение

$$1_{ppm} = 0{,}0001\% = 10^{-6}.$$

Неопределенность результата измерения

Поскольку при измерении физической величины ее истинное значение остается неизвестным, то невозможно точно определить и понятие погрешности. Поэтому международные организации (*ISO, IEC, IMECO* и др.) выработали нормативные документы, в которых для оценки качества измерений применяют термин ***неопределенность результата измерения***. Официально под неопределенностью результата измерения считают оценку, характеризующую диапазон значений, в котором находится истинное значение измеряемой величины. Основные положения о внедрении и использовании этого термина изложены в «Руководстве по применению неопределенности измерения» [11].

Существует несколько категорий неопределенности, отличающихся по содержанию и методу определения, однако все они являются мерой разброса возможных значений измеряемой величины вокруг полученного результата. Наиболее распространенной является ***стандартная неопределенность*** (обозначается $u(x)$). Это неопределенность результата, выраженная в форме стандартного отклонения. Может выражаться также в форме дисперсии $u^2(x)$ как квадрата стандартной неопределенности.

Стандартную неопределенность типа A находят путем статистической обработки серии результатов наблюдений:

$$u_A(x) = \sqrt{\frac{1}{n(n-1)} \sum_{i=1}^{n} (x_i - \bar{x}_n)^2}, \tag{3.21}$$

где x_i – результат i-го наблюдения, $\bar{x}_n$ – среднее значение результатов n наблюдений.

В случае измерения с помощью аналогового измерительного прибора основанием для определения ***стандартной неопределенности типа B*** является класс точности γ и так называемое нормирующее значение X_N. Для аналоговых (как и для цифровых) приборов оно чаще всего равно пределу измерения

X_k — конечному значению шкалы прибора: $X_N = X_k$. Принимая модель равномерной плотности распределения, стандартную неопределенность $u_B(x_n)$ показания $x = x_n$ аналогового прибора с пределом измерения X_k находят как:

$$u_B(x_n) = \frac{\gamma}{100\%\sqrt{3}} X_k. \tag{3.22}$$

Класс точности цифровых измерительных приборов нормируется обычно двухчленной формулой: c / d. В этом случае стандартная неопределенность показания цифрового прибора определяется как:

$$u_B(x_n) = \frac{d \cdot X_k + (c - d) \cdot x_n}{100\%\sqrt{3}}. \tag{3.23}$$

Для измерительных преобразователей, номинальный коэффициент преобразования которых не равен единице, погрешность может быть определена как по входу, так и по выходу.

Абсолютная погрешность измерительного преобразователя по входу — это разность между значением величины на входе преобразователя, определяемая (теоретически) по истинному значению величина на его входе с помощью градуировочной характеристики, и истинным значением величины на входе преобразователя. Практически вместо истинных значений величин принимают их действительные значения.

Абсолютная погрешность измерительного преобразователя по выходу определяется как разность между истинным (действительным) значением величины на выходе преобразователя, отображающей измеряемую величину, и значением величины на выходе, определяемым по истинному (действительному) значению величины на входе с помощью градуировочной характеристики [1, 6].

Поскольку возникновение погрешностей является следствием несовпадения действительной функции преобразования $F(x)$ и номинальной функции преобразования $F_{ном}(x)$ (рис. 3.2), то абсолютная погрешность по выходу может быть определена как [5]

$$\Delta y = y_д - y_{ном} = [k_д(x) - k_{ном}(x)] \cdot x_д, \tag{3.24}$$

где $x_д$ — действительное значение величины, подаваемой по входу измерительного преобразователя; $y_д$ — действительное значение выходной величины, измеренное на выходе преобразователя; $y_{ном}$ — значение выходной величины, определенное по номинальной функции преобразования $F_{ном}(x)$ для действительного значения входной величины $x_д$; $k_д(x)$ и $k_{ном}(x)$ — действительный и номинальный коэффициенты преобразования.

Абсолютная погрешность по входу

$$\Delta x = x - x_д = \frac{y_д}{k_{ном.y}(x)} - x_д, \tag{3.25}$$

где x — значение входной величины, соответствующее значению выходной величины $y_д$ и определяемое по номинальной функции преобразования; $k_{ном.y}(x)$ — номинальный коэффициент преобразования для значений $y_д$.

По степени неопределенности (или по характеру проявления) погрешности подразделяют на систематические и случайные.

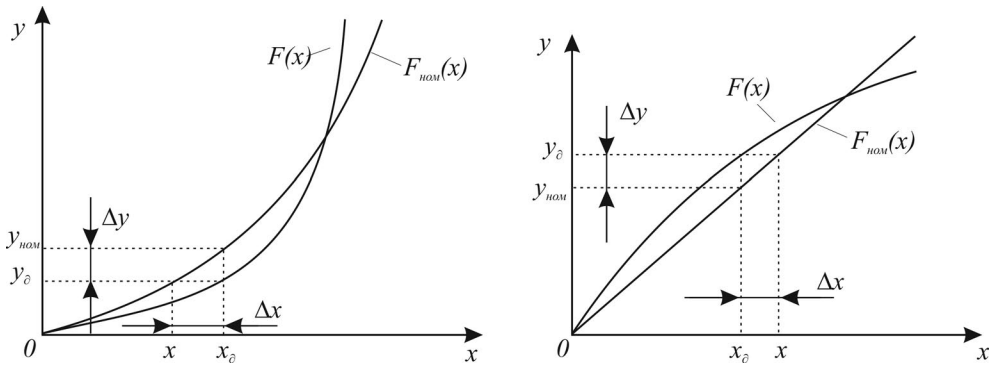


Рис. 3.2. К определению погрешностей измерительного преобразователя по входу и по выходу

Систематической погрешностью называют составляющую погрешности, значение которой при повторных измерениях остается постоянным. Систематической погрешностью является, например, погрешность, возникающая от нелинейности реальной градуировочной характеристики при аппроксимации ее линейной зависимостью.

Случайной погрешностью называют составляющую общей погрешности измерения (преобразования), значение которой при повторных преобразованиях величины с неизменным размером изменяется случайно.

Следовательно, в зависимости от степени неопределенности погрешность датчика (преобразователя), приведенная ко входу или выходу, может быть представлена как

$$\Delta_{вх} = \overline{\Delta}_{вх} + \dot{\Delta}_{вх}; \tag{3.26}$$

$$\Delta_{вых} = \overline{\Delta}_{вых} + \dot{\Delta}_{вых}, \tag{3.27}$$

где $\overline{\Delta}_{вх}$, $\overline{\Delta}_{вых}$ и $\dot{\Delta}_{вх}$, $\dot{\Delta}_{вых}$ — соответственно систематические и случайные погрешности.

Следует, однако, отметить, что вопрос о суммировании погрешностей значительно более сложный, чем это кажется на первый взгляд, и требует изучения в каждом случае [1, 5-7].

Случайные погрешности описываются методами математической статистики и теории вероятности [1, 6]. Для определения случайной погрешности необходимо провести для каждой (или выбранной) точки диапазона многократные измерения, далее по экспериментальным данным построить гистограмму распределения погрешностей.

Если распределение погрешностей отвечает нормальному закону, случайная погрешность оценивается по величине среднеквадратического отклонения δ

$$\delta = \sqrt{\frac{1}{n-1}\sum_{i=1}^{n}\left(x_i - \bar{x}\right)^2}, \tag{3.28}$$

где n — число измерений; x_i — результат i-го измерения; $\bar{x}$ — математическое ожидание (среднее значение) для n измерений.

Установлено, что при достаточно большом n случайная погрешность находится в интервале $\pm\delta$ с вероятностью 0,68; $\pm 2\delta$ — с вероятностью 0,95; наконец, $\pm 3\delta$ — с вероятностью 0,997 [1].

Погрешности в зависимости ***от условий работы*** преобразователя делятся на основные и дополнительные.

Основная погрешность — это погрешность, свойственная преобразователю при нормальных условиях его применения. Понятие «нормальные условия» оговариваются в стандартах и в технической документации на преобразователь. Например, нормальными могут быть следующие условия: температура окружающей среды 20±5 °С; атмосферное давление 760±20 мм рт. ст.; относительная влажность при температуре 20±5 °С, равная $60^{+20}_{-15}\%$.

Дополнительные погрешности — это погрешности, возникающие при выходе значений влияющих факторов за оговоренные в технической документации пределы (например, для предыдущего случая выше — 25 °С).

Методические погрешности — погрешности, обусловленные методом измерения. Например, погрешность метода измерения артериального давления с помощью компрессионной манжеты (метод тонов Короткова) составляет ±8 мм рт. ст., хотя погрешность измерения пневматического давления в манжете может составлять величину ±1 мм рт. ст.

3.4. Динамические характеристики

Динамическими называют такие характеристики, которые проявляются лишь при работе преобразователя в динамическом режиме, т.е. когда преобразуемая величина является функцией времени (процессом).

Модель процесса, отображая зависимость от времени, характеризует динамику преобразования, его динамический режим, в котором преобразователь трактуется как динамическая система, а преобразование входного $X(t)$ сигнала в выходной сигнал $Y(t)$ записывается символично в виде [5]

$$Y(t) = AX(t), \tag{3.29}$$

где А — оператор динамической системы, понятие которого является обобщением понятия «коэффициент преобразования» и соответствующие математические и логические операции, необходимые для преобразования $X(t)$ в $Y(t)$.

Конкретный вид оператора определяется структурой и параметрами динамической системы. Если оператор удовлетворяет требованиям принципа суперпозиции, то он линейный и динамическая система также линейна, в противном случае — они нелинейны.

Система, параметры которой не зависят от времени, называется стационарной, а если зависят — нестационарной.

Теоретически все реальные динамические системы в большей или меньшей степени нелинейны и нестационарны, а их параметры — распределенные. Практически большинство из них номинально можно считать линейными стационарными динамическими системами с сосредоточенными параметрами, за исключением тех, у которых нелинейность положена в основу принципа действия [4, 6].

Линейная стационарная динамическая система с сосредоточенными параметрами описывается дифференциальным уравнением с постоянными коэффициентами:

$$a_n \frac{d^n y}{dt^n} + \ldots + a_1 \frac{dy}{dt} + a_0 y = bm \frac{d^m x}{dt^m} + \ldots + b_1 \frac{dx}{dt} + b_0 x, \tag{3.30}$$

которое в операторной форме [2, 4] имеет вид

$$(a_n p^n + \ldots + a_1 p + a_0) y(t) = (b_m p^m + \ldots + b_1 p + b_0) x(t), \tag{3.31}$$

или короче

$$A_n(p) \cdot y(t) = B_m(p) \cdot x(t),\ m \le n, \tag{3.32}$$

откуда

$$y(t) = \frac{B_m(p)}{A_n(p)} x(t) = Lx(t), \tag{3.33}$$

где $p = d / dt$ — оператор дифференцирования; L — линейный оператор стационарной динамической системы.

Характеристика преобразования во временной области. Дифференциальное уравнение динамической системы является ее исчерпывающей характеристикой, но его коэффициенты с трудом поддаются экспериментальному определению. Поэтому в качестве характеристики преобразования во временной области используются импульсная (весовая) функция $q(t)$ и переходная функция $h(t)$ линейной динамической системы.

Импульсная функция $q(t) = L\delta(t)$ (рис. 3.3) является откликом (реакцией) динамической системы на входное возмущение в виде δ-функции, которая за определением обладает свойствами

$$\delta(t) = \begin{cases} 0, & \text{при } t \neq 0, \\ \infty, & \text{при } t = 0, \end{cases} \tag{3.34}$$

а

$$\int_{-\infty}^{\infty} \delta(t) dt = 1. \tag{3.35}$$

Выходной сигнал такой системы при произвольном ограниченном по значениям сигнале $x(t)$, который на довольно коротком промежутке удовлетворяет условию $x(t) = \text{const}$, выражается через $q(t)$ при помощи интегрального в виде

$$y(t) = \int_0^t q(t) x(t) dt. \tag{3.36}$$

Переходная функция (рис. 3.3)

$$h(t) = L1(t) = \int_0^t q(t) dt \tag{3.37}$$

является откликом линейной динамической системы на входное действие в виде единичной функции $1(t)$, производная от которой $\frac{d1(t)}{dt} = \delta(t)$.

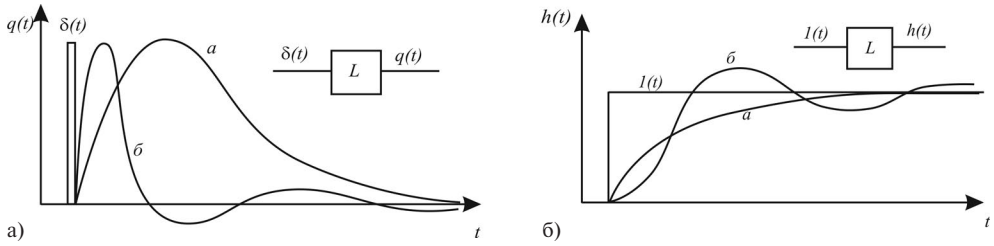


Рис. 3.3. Графики импульсной и переходной функций: а — апериодической; б — колебательной

Поскольку $q(t) = \dfrac{dh(t)}{dt}$, то выходной сигнал

$$y(t) = \frac{d}{dt}\int_0^t x(t)h(t)dt = \int_0^t x(t)dh(t). \qquad (3.38)$$

Примером переходной характеристики $h(t)$ может быть отклонение движущейся части магнитоэлектрического гальванометра при его включении в цепь с напряжением.

Импульсная и переходная характеристики исчерпывающе описывают динамические свойства линейной динамической системы. Они сравнительно легко могут быть экспериментально определены. Используя информацию, которую они содержат, можна найти значения коэффициентов дифференциального уравнения, которые по-другому сложно идентифицировать.

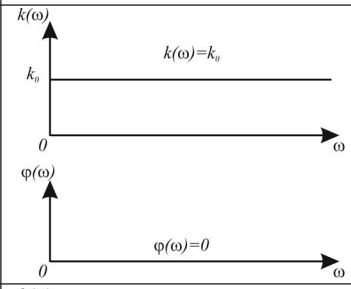
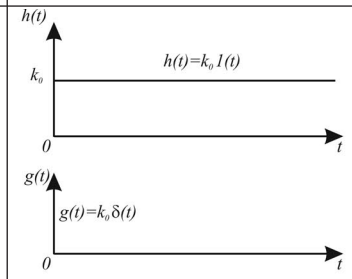
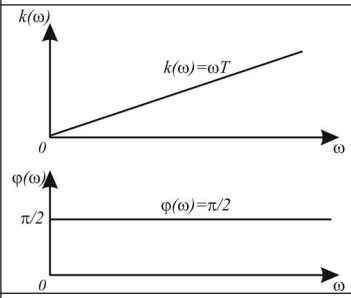
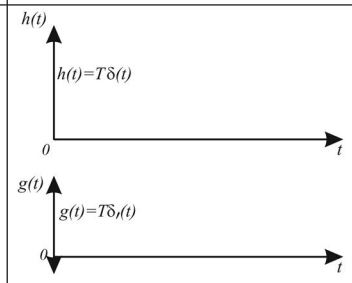
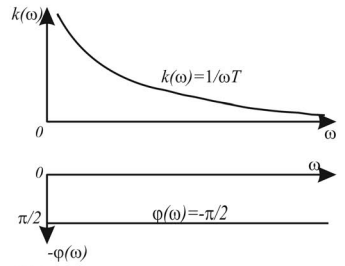
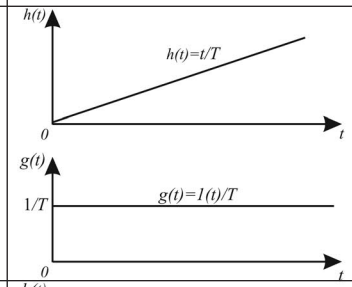
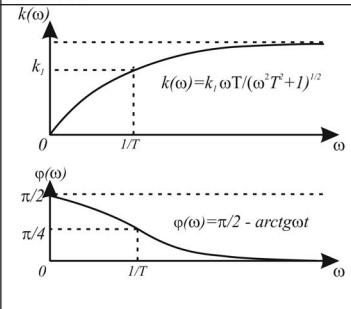
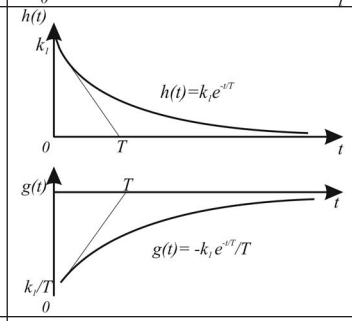
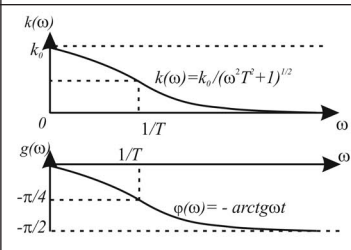
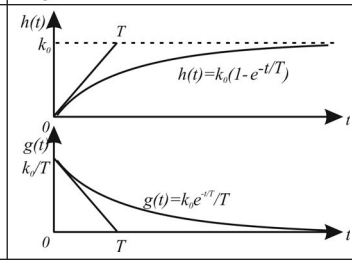
Динамические свойства сложных средств измерительной техники (СИ) можно оценить по динамике измерительных преобразователей как составных элементов СИ. Кроме того, в большинстве случаев динамические свойства СИ определяются именно динамическими свойствами первичных измерительных преобразователей. Поэтому последующие выкладки относительно СИ будут сведены к динамике измерительных преобразователей.

В зависимости от порядка дифференциального уравнения, описывающего динамику измерительного преобразователя (порядка производной в уравнении), преобразователи делят на преобразователи первого, второго или высшего порядков. Сравнительные характеристики некоторых идеальных и реальных преобразователей первого порядка приведены в табл. 3.1.

Переходной процесс измерительных преобразователей первого порядка является апериодическим, а в преобразователях второго порядка — колебательным (периодическим). Соответственно в динамической системе может происходить апериодический, колебательный или другой сложный переходной процесс.

Апериодический характер переходных процессов присущ тепловым и химическим преобразователям. Следует отметить, что в электрических, механических, акустических преобразователях наблюдается колебательный характер переходного процесса. Работа таких преобразователей описывается дифференциальными уравнениями второго порядка. В этом случае выходная величина, прежде чем принять установленное значение, несколько раз поочередно становится то выше, то ниже от него, то есть совершает колебания относительно этого уровня.

Таблица 3.1. Динамические характеристики преобразователей первого порядка

Вид преобразователя	Частотные характеристики	Временные характеристики
Пропорциональный (безынерц.) $a_0Y(t) = b_0X(t)$ $W(s) = k_0$; $k_0 = b_0 / a_0$		
Идеальный дифференцирующий $a_0Y(t) = b_1\frac{dX(t)}{dt}$ $W(s) = Ts$; $T = b_1 / a_0$		
Идеальный интегрирующий $a_1\frac{dY(t)}{dt} = b_0\,X(t)$ $W(s) = 1/Ts$; $T = a_1 / b_0$		
Реальный дифференцирующий $a_1\frac{dY(t)}{dt} + a_0Y(t) = b_1\frac{dX(t)}{dt}$ $W(s) = k_1\frac{dtTs}{Ts+1}$; $k_1 = b_1 / a_1$; $T = a_1 / a_0$		
Реальный интегрирующий $a_1\frac{dY(t)}{dt} + a_0Y(t) = b_0X(t)$ $W(s) = k_0\frac{1}{Ts+1}$; $k_0 = b_0/a_0$; $T = a_1/a_0$		

Вследствие идентичности дифференциальных уравнений преобразователей с разной физической природой описание динамических свойств преобразователей второго порядка может быть осуществлено в обобщенных характеристиках, полученных решением уже известного дифференциального уравнения второго порядка с обобщенными параметрами, т.е. уравнения вида

$$a_2 \frac{d^2 y(t)}{dt^2} + a_1 \frac{dy(t)}{dt} + a_0 y(t) = b_0 x(t), \tag{3.39}$$

где a_2, a_1, a_0 и b_0 — коэффициенты обобщенного преобразователя, значения которых определяются параметрами преобразователя.

Передаточная функция такого преобразователя будет выглядеть как:

$$W(s) = \frac{b_0}{a_2 s^2 + a_1 s + a_0} = k_0 \frac{1}{\frac{a_2}{a_0} s^2 + \frac{a_1}{a_0} s + 1}. \tag{3.40}$$

Обозначив степень успокоения преобразователя как $\beta = a_1 / 2\sqrt{a_0 a_2}$, а собственную частоту его колебаний через $\omega_0 = \sqrt{\frac{a_0}{a_2}}$, выражение для комплексного коэффициента преобразования будет иметь вид

$$K(j\omega) = k_0 \frac{1}{1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2} + j2\beta \frac{\omega}{\omega_0}}. \tag{3.41}$$

Если, кроме того, обозначить относительную частоту входного сигнала как $\eta = \omega / \omega_0$, то частотная характеристика примет вид

$$K(j\eta) = k_0 \frac{1}{1 - \eta^2 + j2\beta\eta} = k_0 \frac{1 - \eta^2 - j2\beta\eta}{(1 - \eta^2)^2 + 4\beta^2\eta^2} = A(\eta) e^{j\varphi(\eta)}, \tag{3.42}$$

где $A(\eta) = k_0 \frac{1}{\sqrt{(1 - \eta^2)^2 + 4\beta^2\eta^2}}$ — амплитудно-частотная характеристика;

$\varphi(\eta) = -\text{arctg} \frac{2\beta\eta}{1 - \eta^2}$ — фазочастотная характеристика преобразователя.

Для постоянного во времени входного сигнала, т.е. при $\omega = 0$, а следовательно, $\eta = 0$, получим $A(\eta)\big|_{\eta=0} = k_0$.

С учетом последнего выражения можно записать амплитудно-частотную характеристику колебательного преобразователя в относительных координатах по двум осям:

$$M(\eta) = \frac{A(\eta)}{k_0} = \frac{1}{\sqrt{(1 - \eta^2)^2 + 4\beta^2\eta^2}}. \tag{3.43}$$

В это выражение, как и в выражение для фазочастотной характеристики, не входит ни одно абсолютное значение параметров преобразователя. Поэтому эти выражения можно использовать для описания работы преобразователя произвольной физической природы с произвольными значениями его параметров, если эти параметры представить в относительных единицах (рис. 3.4).

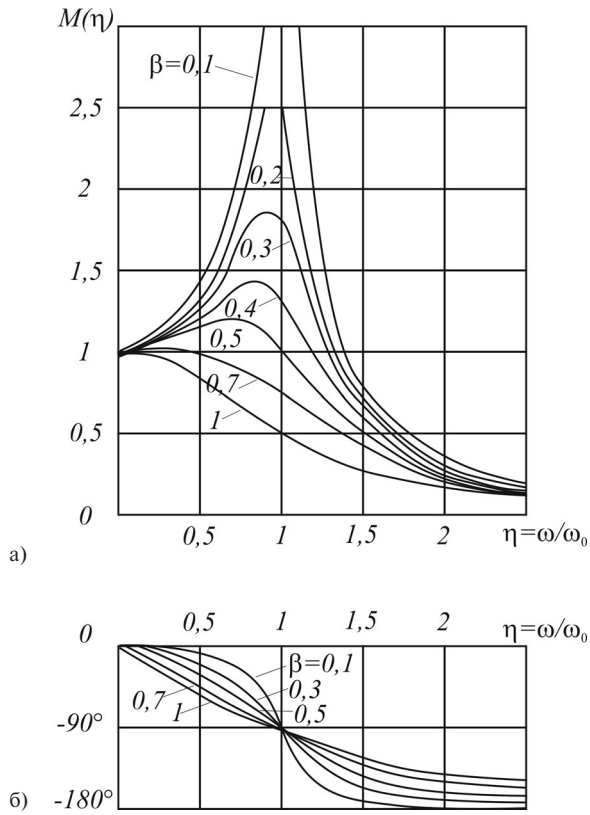


Рис. 3.4. Частотные характеристики преобразователя второго порядка

Таким образом, если преобразование измеряемых сигналов трактовать как процесс, тогда (в дополнение к статическому преобразованию или в противоположность статическому преобразованию) наилучшим способом их описания будут динамические параметры, являющиеся импульсными и переходными характеристиками как характеристики переходного процесса АЧХ и ФЧХ, т.е. характеристиками переменных во времени синусоидальных сигналов.

Для определения переходных характеристик преобразователя второго порядка его передаточная функция с учетом наведенных выше обозначений может быть записана в виде

$$W(s) = k_0 \frac{\omega_0^2}{(s+\beta\omega_0)^2 + \omega_0^2(1-\beta)^2}. \tag{3.44}$$

Тогда, согласно теоремы разложения, переходная функция будет иметь вид

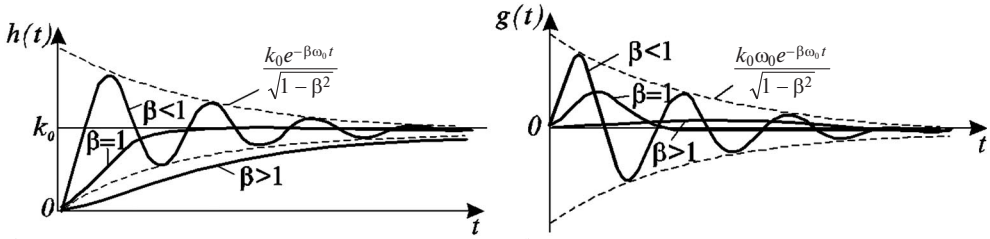
$$h(t) = k_0\left[1 - \frac{e^{-\beta\omega_0 t}}{\sqrt{1-\beta^2}}\sin\left(\omega_0 t\sqrt{1-\beta^2} + \operatorname{arctg}\frac{\sqrt{1-\beta^2}}{\beta}\right)\right], \tag{3.45}$$

а импульсная переходная функция

$$q(t) = k_0\omega_0 \frac{1}{\sqrt{1-\beta^2}} e^{-\beta\omega_0 t}\sin\omega_0\sqrt{1-\beta^2}\,t. \tag{3.46}$$

В зависимости от того, какое значение принимает β, возможны три случая:

1) β < 1 — переходной процесс будет колебательным с частотой свободных колебаний $\omega_B = \omega_0\sqrt{1-\beta^2}$ и амплитудой, которая затухает по экспоненте (рис. 3.5);



а) б)

Рис. 3.5. Временные характеристики преобразователей второго порядка

2) β >1 — характеризует апериодически переходной процесс; переходная и импульсная переходная функции в этом случае с учетом того, что *sinjx = jshx*, а *tgjx = jthx*, будут иметь вид:

$$h(t) = k_0 \times \left[1 - \frac{e^{-\beta\omega_0 t}}{\sqrt{\beta^2 - 1}}\, sh\left(\omega_0 t\sqrt{\beta^2 - 1} + \operatorname{arcth}\frac{\sqrt{\beta^2 - 1}}{\beta}\right)\right], \tag{3.47}$$

$$g(t) = k_0\omega_0 \frac{1}{\sqrt{\beta^2 - 1}} e^{-\beta\omega_0 t} sh\,[\omega_0\sqrt{\beta^2 - 1}\; t]; \tag{3.48}$$

3) β = 1 — характеризует критически режим, являющийся отдельным случаем апериодического переходного процесса. При этом выражения для переходной и импульсной переходной функций имеют вид

$$h(t) = k_0[1 - e^{-\omega_0 t}(1 + \omega_0 t)]\ , \tag{3.49}$$

$$g(t) = k_0\omega_0 t e^{-\omega_0 t}. \tag{3.50}$$

Следует отметить, что наибольшее практическое значение имеет случай, когда β чуть меньше единицы (β ≈ 0,8), поскольку длительность переходного процесса в этом случае наименьшая.

3.5. Типовые динамические звенья

Элементы, различные по физической природе, конструкции, мощности и другим характеристикам, но описываемые линейными дифференциальными уравнениями одного и того же вида (имеющие одинаковые передаточные функции), являются одинаковыми ***динамическими звеньями*** [2, 4].

Во многих случаях [4] удобно представлять датчики в виде одного или нескольких типовых звеньев с известной передаточной характеристикой, АЧХ, ФЧХ, импульсной и переходной характеристикой. Такое предположение обычно легко проверить экспериментально.

Большинство преобразователей описываются типовыми динамическими звеньями, передаточные функции которых имеют в числителе и знаменателе полиномы от s не выше второго порядка [2].

Передаточную функцию динамического звена в общем случае можно представить как произведение сомножителей вида:

$$\left.\begin{array}{l} K;\ S^{\nu};\ \dfrac{1}{T_s+1};\ \dfrac{1}{T^2S^2+2\xi T_s+1};\\ \tau s+1;\ \tau^2 s^2+2\xi\tau s+1 \end{array}\right\}, \qquad (3.51)$$

где K, ν, T, ξ, $\tau\xi$ — постоянные, причем $K > 0$, ν — может быть положительным и отрицательным целым числом, $T > 0$, $0 < \xi < 1$, $\tau > 0$, $0 < \xi < 1$.

Описание динамических характеристик колебательных, дифференцирующих и интегрирующих звеньев можно найти в [2, 4].

Литература

1. Бурдун Г.Д., Марков Б.Н. Основы метрологии. — М.: Изд. стандартов, 1985. — 256 с.
2. Макаров И.М., Менский Б.М. Линейные автоматические системы (элементы теории, методы расчета и справочный материал). — М.: Машиностроение, 1977. — 464 с.
3. Новый словарь иностранных слов. — Минск: Современный литератор, 2005. — 1088 с.
4. Островский Л.А. Основы общей теории электроизмерительных устройств. — Л.: Энергия, 1971. — 544 с.
5. Полищук Е.С. Измерительные преобразователи. — Киев: Вища школа, 1981. — 296 с.
6. Полищук Е.С. и др. Средства и методы измерений неэлектрической величины: Учебник/Под ред. проф. Е.С. Полищука. — «Бескид-Бт», 2008. — 618 с. (На укр. яз.).
7. Рудзит Я.А., Плуталов В.М. Основы метрологии, точность и надежность в приборостроении. — М.: Машиностроение, 1991. — 304 с.
8. Фрайден Дж. Современные датчики. Справочник. М.: Техносфера, 2005. — 592 с.
9. ГОСТ 8.009-89. Государственная система обеспечения единства измерений. Нормируемые метрологические характеристики средств измерений.
10. ГОСТ 27.002-89. Надежность. Термины и определения.
11. Guide of the Expresion of Uncertainty in Measurement. ISO 1993. 1995.

ГЛАВА 4

ЭЛЕКТРОННЫЕ УСТРОЙСТВА ДАТЧИКОВ

4.1. Общие сведения

Выходной сигнал датчиков обычно бывает слабым, сопровождается шумами и помехами, а также практически всегда пребывает в формате, который не воспринимается непосредственно процессорами или стандартными измерительными приборами. Кроме того, для нормального функционирования параметрические датчики требуют источников питания или возбуждения.

Электронные устройства, преобразующие выходной сигнал датчиков к виду, удобному для последующей обработки, называют измерительными [6] или согласующими [11,13] электронными схемами датчиков.

Задачи таких устройств состоят в следующем [3, 10]:

1) согласование параметров выходного сигнала датчика с входными параметрами последующих измерительных или вычислительных устройств;
2) согласование выходного сопротивления датчика с входным сопротивлением этих устройств.

Согласующие устройства в большинстве случаев представляют собой вторичные измерительные преобразователи, технические и метрологические характеристики которых влияют на соответствующие характеристики датчиков.

Общей тенденцией (которая, однако, не всегда может быть реализована) является стремление расположить электронные схемы в корпусе датчика, чтобы избежать влияния паразитных параметров (емкости и сопротивления соединительных проводов и кабелей), помех и наводок, возникающих в различных элементах схемы [3].

Электронные устройства для каждого типа датчиков имеют свои особенности и описаны в соответствующих разделах. В этой главе приведены некоторые сведения об универсальных электронных схемах (усилителях, измерительных мостах, генераторах, аналого-цифровых преобразователях и т.д.), из которых во многих случаях строятся электронные схемы конкретных датчиков.

4.2. Операционный усилитель

Операционный усилитель является одной из разновидностей усилительных схем. Как и обычный усилитель, он предназначен для усиления тока, напряжения или мощности входного сигнала. Однако, тогда как свойства и параметры обычного усилителя полностью определены его схемой, свойства и параметры операционного усилителя в первом приближении определяются ***параметрами цепи обратной связи***. Благодаря достижениям современной микро-

электронной техники и в случае работы с электрическими сигналами на постоянном токе или на низких частотах характеристики операционных усилителей существенно улучшены. Также они характеризуются большим коэффициентом усиления, высоким входным и низким выходным сопротивлениями. Ранее подобные высококачественные усилители использовались исключительно в аналоговых вычислительных устройствах для выполнения таких математических операций, как суммирование и интегрирование. Отсюда и произошло их название — операционные усилители [3—5, 9—11].

Операционные усилители выполняются, как правило, в виде монолитных интегральных микросхем и сейчас по своим размерам и цене почти не отличаются от отдельно взятого транзистора. Благодаря практически идеальным характеристикам операционных усилителей реализация различных схем на их основе оказывается значительно проще, чем на отдельных транзисторах. Поэтому операционные усилители используют как элементы схем во многих областях линейной схемотехники.

На рис. 4.1 дано схемное обозначение операционного усилителя. Входной каскад его выполняется в виде дифференциального усилителя так, что операционный усилитель имеет два входа. В области низких частот его выходное напряжение U_a находится в той же фазе, что и разность входных напряжений:

$$U_D = U_P - U_N .$$

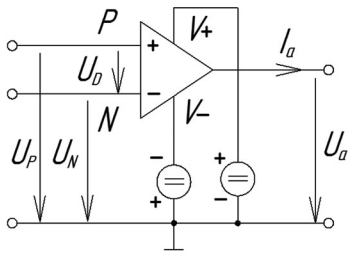


Рис. 4.1. Схемное обозначение операционного усилителя

P-вход называется неинвертирующим и на схеме операционного усилителя обозначается знаком «плюс». *N*-вход называется инвертирующим и обозначается на схеме знаком «минус».

Чтобы обеспечить возможность работы операционного усилителя как с положительными, так и с отрицательными входными сигналами, следует использовать двуполярное питающее напряжение. Для этого необходимо предусмотреть два источника постоянного напряжения, которые, как это показано на рис. 4.1, подключаются к соответствующим внешним клеммам питания операционного усилителя. Как правило, стандартные операционные усилители в интегральном исполнении работают с напряжениями питания ±15 В.

Технические характеристики усилителей

Дифференциальный коэффициент усиления операционного усилителя

$$A_D = \Delta U_a / \Delta U_D = \Delta U_a / \Delta(U_P - U_N) \qquad (4.1)$$

имеет конечную величину, которая лежит в пределах от 10^4 до 10^6. Он называется также ***собственным коэффициентом усиления*** операционного усилителя, т.е. усиления при отсутствии обратной связи.

На рис. 4.2 показана типовая зависимость выходного напряжения усилителя от U_D. В диапазоне $U_{a\,\text{мин}} < U_a < U_{a\,\max}$ оно зависит от U_D почти линейно. Этот диапазон выходного напряжения называется ***областью усиления.***

В ***области насыщения*** с ростом U_D соответствующего увеличения U_a не происходит. Границы области усиления $U_{a\ \text{мин}}$ и $U_{a\ \max}$ отстоят приблизительно на 3 В от соответствующих значений положительного и отрицательного напряжений питания. При работе операционного усилителя с напряжением питания ± 15 В типовой диапазон области усиления по выходному напряжению составляет ±12 В [3, 10].

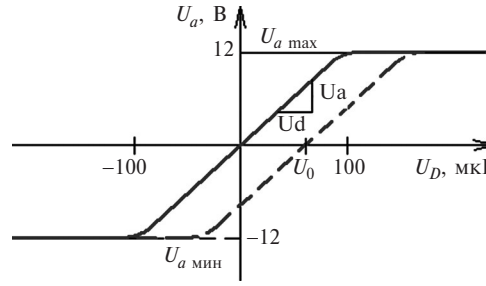


Рис. 4.2. Выходное напряжение операционного усилителя как функция разности входных напряжений

Передаточная характеристика идеального операционного усилителя должна проходить через нулевую точку. Однако, как показано на рис. 4.2 штриховой линией, для реальных операционных усилителей эта характеристика несколько сдвинута. Таким образом, для того чтобы сделать выходное напряжение равным нулю, необходимо подать на вход операционного усилителя некоторую разность напряжений.

Эта разность напряжений называется ***напряжением смещения нуля U_0***. Оно составляет обычно несколько милливольт и во многих случаях может не приниматься во внимание. Когда же этой величиной пренебречь нельзя, она может быть сведена к нулю путем подключения к одному из входов операционного усилителя компенсирующего постоянного напряжения противоположной полярности.

В реальном усилителе возможны также изменения значения напряжения смещения во времени и в зависимости от колебаний температуры и напряжения питания (дрейф):

$$\Delta U_0(\theta, t, U_b) = (\partial U_0 / \partial\theta)\Delta\theta + (\partial U_0 / \partial t)\Delta t + (\partial U_0 / \partial U_b)\Delta U_b.$$

В этой формуле различают следующие составляющие дрейфа:

$\partial U_0 / \partial\theta$ – ***температурный дрейф***, обычно от 3 до 10 мкВ/К;

$\partial U_0 / \partial t$ – ***временной дрейф***, который может достигать нескольких микровольт за месяц;

$\partial U_0 / \partial U_b$ – ***дрейф, обусловленный изменением суммарного напряжения питания.***

Составляющая $\partial U_0 / \partial U_b$ характеризуется влиянием отклонения напряжения питания от номинального значения на величину смещения нулевой точки и составляет обычно 10—100 мкВ/В. Поэтому, если требуется минимизировать эту составляющую дрейфа, необходимо обеспечить напряжение питания с точностью до нескольких милливольт.

В дальнейшем изложении будет предполагаться, что напряжение смещения нуля компенсировано и равно нулю. Тогда из формулы (4.1) следует

$$U_a = A_D U_D = A_D(U_P - U_N). \qquad (4.2)$$

Таким образом, в пределах динамического диапазона выходное напряжение операционного усилителя пропорционально разности входных напряжений.

Операционный усилитель, предназначенный для универсального использования, из соображений устойчивости должен иметь такую же частотную характеристику, как и фильтр нижних частот первого порядка, причем это требование должно выполняться по меньшей мере вплоть до частоты, при которой $|A_D| = 1$ [2].

Для выполнения этого требования схема операционного усилителя должна содержать фильтр нижних частот с очень низкой частотой среза. На рис. 4.3. представлена типичная частотная характеристика дифференциального коэффициента усиления такого «частотно-скорректированного» операционного усилителя. В комплексной записи дифференциальный коэффициент усиления такого усилителя выражается следующей формулой:

$$A_D = \frac{A_D}{1 + j(f / f_{gA})}, \tag{4.3}$$

где A_D — предельное значение A_D на нижних частотах. Выше частоты f_{gA}, соответствующей границе полосы пропускания на уровне 3 дБ, модуль коэффициента усиления A_D обратно пропорционален частоте. Таким образом, в этом диапазоне частот выполняется соотношение

$$|A_D| f = A_D f_{gA} = f_T. \tag{4.4}$$

На частоте f_T модуль дифференциального коэффициента усиления $|A_D| = 1$. Как следует из выражения (4.4), частота f_T равна ***произведению коэффициента усиления на ширину полосы*** [3, 10].

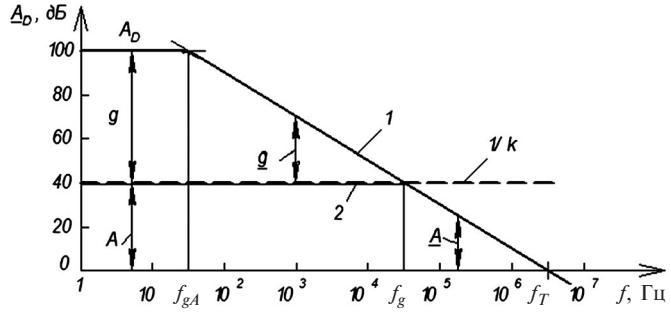


Рис. 4.3. АЧХ операционного усилителя: 1 — без ОС; 2 — с ОС

Входное сопротивление

Реальные операционные усилители имеют конечную величину входного сопротивления. Различают входное сопротивление для дифференциального сигнала и входное сопротивление для синфазного сигнала. У операционных усилителей с биполярными транзисторами на входах входное сопротивление для дифференциального сигнала r_D составляет несколько мегаом, а входное сопротивление для синфазного сигнала r_{Gl} — несколько гигаом. Входные токи, определяемые этими сопротивлениями, имеют величину порядка нескольких наноампер.

Существенно большие значения имеют постоянные токи, протекающие через входы операционного усилителя.

Для стандартных биполярных операционных усилителей начальный входной ток лежит в пределах от 20 до 200 нА, а для операционных усилителей с входными каскадами, выполненными на полевых транзисторах, он составляет всего несколько наноампер.

В табл. 4.1 приведены параметры некоторых операционных усилителей [15—25].

Таблица 4.1 Параметры операционных усилителей

ОУ	K В/мВ	E см мВ	Iвх. нА	DIвх нА	Ксф дб	Квп. мкВ/В	Ft МГц	V В/мкС	Uдф В	U вых В	Eп В
140УД1А	0.9-4.0	7	5000	1500	-		-	-		+3.5-6	6.3
140УД1Б	2.-10.5	7	8000	1500	60		5	0.5		+8-6.3	12.6
К140УД1А	0.5-4.5	7	7000	2500							6.3
К140УД1Б	1.3-12.	7	9000	2500							12.6
К140УД1В		7	9000	2500							12.6
140УД2	35-150	5	700	200			2	0.12		10	12.6
140УД5А	0.8-4.0	7	800	200	60		8	3	1.5	+3.5-3	6
140УД5А	2.0-11	8	1000	200	60		14	6	1.5	+8-6	12
140УД5Б	1.4-7.0	5	3600	1500	80		8	3	1.5	+3.5-3	6
140УД5Б	3-17	5	5100	1500	80		14	6	1.5	+8-6	12
К140УД5А	0.5-	10	5000	1000	50		14	6	3	+6.5-5	12
К140УД5Б	1.0-	5	10000	5000	60		14	6	3	+6.5-5	12
140УД6А	70-	5	30	10	80	200	1	2.5		+12-10	15
140УД6Б	50-	8	50	15	70	200	1	2		+12-10	15
К140УД6	70-	10	30	10	70	200	0.35	-		+11-10	15
140УД7	45-	4.5	200	55	70	150	0.8	0.3	-	11.5	15
К140УД7	20-	6.0	500	200	70	150	0.8	0.3	24	10.5	15
153УД1	20-50	5	600	250	65		1	0.06	5	10	15
К153УД1А	20-80	7.5	1500	500	65		1	0.2т	5	10	15
153УД2	50-	5	500	200	70		1	0.5т	30	11	15
К153УД2	20-	7.5	1500	500	65			0.5т	4.5	10	15
153УД3	25-	2	200	50	80	100дб	1	0.2т	5	10	15
153УД4	5-	5	400	150	70		0.7	0.12	3.5	4	6
153УД5А	1000-	1	100	20	110	20	0.2	0.01	5	10	15
153УД5Б	1000-	1	100	20	100	20	-	-	5	10	15
К153УД5	400-	2.5	125	30	94	35	0.2	0.01	4.5	10	15
К157УД4А	50-	3	500	150				0.5		13	15
К157УД4Б	50-	3	500	150				0.5		13	15
К544УД1А	50-	30	0.15	0.05	64	300	1	2	10	10	15
К544УД1Б	20-	50	1	0.5	64	300	1	2	10	10	15
К544УД1В	20-	50	1	0.5	64	300	1	5	10	10	15
К544УД2А	20-	30	0.1	0.1	70	300	15	20	10	10	15
К544УД2Б	10-	50	0.5	0.5	70	300	15	20	10	10	15
К544УД2В	20-	50	1	1	70	300	15	10	10	10	15
К544УД2Г	20-	10	0.1		70	300	15	10	10	10	15

Продолжение табл. 4.1

ОУ	K В/мВ	E см мВ	Iвх. нА	DIвх нА	Ксф дб	Квп. мкВ/В	Ft МГц	V В/мкС	Uдф В	U вых В	Eп В
К544УД3А К544УД3Б	200- 100-	2 5	0.05 0.1		86 80	50 100	1 1	5 3		12 12	15 15
КР1005УД1	30-	5	300	150	70	150	0.5	0.3	10	11.5	15
КФ1032УД1	25-	5	50	20			1			0.7	1.2
КР1040УД1	25-	7	250	50	65				13		15
К1040УД2	1-	50	2500	250	60				+22	+22.5	+24
КФ1053УД2	25-	7	250	50	70				3	3	+5
КФ1053УД3	25-	7	250	50	70				3	3	+5
К1401УД1	2-	5	150				2.5	0.5		12.5	+15
1408УД2А 1408УД2Б КР1408УД2А КР1408УД2Б	50- 50-	5 5 3 6	200 200 80 200	50 50 30 50	70 70 70 70	150 150 150 150	0.55 0.55 0.5 0.5	0.3 0.3 0.3 0.3		11.5 11.5 11.5 11.5	15 15 15 15

Существуют также специальные операционные усилители, предназначенные для особых случаев применения, например, усилители с малым дрейфом напряжения смещения или усилители с малым входным током при отсутствии сигнала.

Принцип отрицательной обратной связи

Принцип введения отрицательной обратной связи для операционного усилителя иллюстрируется рис. 4.4. Часть выходного напряжения возвращается через цепь обратной связи ко входу усилителя. Если напряжение обратной связи вычитается из входного напряжения, обратная связь называется отрицательной, если же оно суммируется со входным напряжением, такая связь называется положительной. Здесь мы рассматриваем только отрицательную обратную связь (ООС).

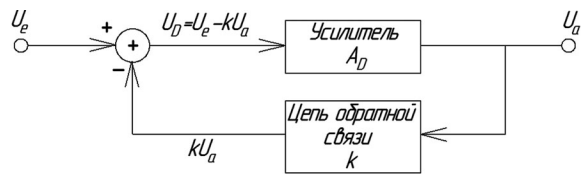


Рис. 4.4. Принцип отрицательной обратной связи

Схема, изображенная на рис. 4.4, представляет собой структурную схему простейшего звена системы автоматического регулирования [7, 14].

При введении ООС установится такая величина выходного напряжения

$$U_a = A_D U_D = A_D(U_e - kU_a).$$

Решив это уравнение относительно A, получим

$$A = U_a / U_e = A_D / (1 + kA_D). \quad (4.5)$$

При $kA_D >> 1$ коэффициент усиления охваченного обратной связью усилителя составит

$$A \approx 1 / k. \quad (4.6)$$

Из этого соотношения следует, что ***коэффициент усиления A усилителя с обратной связью при*** $A_D >> 1$ ***определяется только обратной связью*** и не зависит от параметров самого усилителя. В простейшем случае цепь обратной связи представляет собой делитель напряжения. При этом схема, изображенная на рис. 4.4, работает как линейный усилитель, коэффициент усиления которого определяется только коэффициентом усиления цепи обратной связи. Если в качестве цепи обратной связи применяется LC-цепь, то образуется активный фильтр. Наконец, в цепи обратной связи можно использовать нелинейные элементы, например, диоды или транзисторы, и на их основе получить нелинейные включения операционных усилителей, применяемые в вычислительной технике.

Как следует из формулы (4.5), отклонение от идеального соотношения определяется величиной отклонения от единицы величины

$$g = kA_D \approx A_D / A, \quad (4.7)$$

которая называется ***коэффициентом петлевого усиления***. Этот термин заимствован из теории автоматического регулирования [7]. Выходное напряжение операционного усилителя устанавливается таким, что выполняется соотношение $kU_a \approx U_e$. Точность отработки этой величины определяется коэффициентом петлевого усиления g (см. рис. 4.3).

Произведение коэффициента усиления на ширину полосы для охваченного обратной связью усилителя равно частоте единичного усиления операционного усилителя без обратной связи.

$$f_g A = f_{gA} A_D = f_T. \quad (4.8)$$

Неинвертирующий усилитель

Если в качестве цепи обратной связи использовать простейший делитель напряжения и производить операцию вычитания напряжений с помощью дифференциальных входов операционного усилителя, то получится изображенная на рис. 4.5 — базовая схема охваченного обратной связью неинвертирующего усилителя. Коэффициент обратной связи k равен $R_1 / (R_1 + R_N)$ [3—5, 9—12].

При допущении идеальности характеристик операционного усилителя коэффициент усиления определяется формулой

$$A = U_a / U_e = 1 / k = 1 + (R_N / R_1). \quad (4.9)$$

При использовании реального операционного усилителя операция вычитания осуществляется неидеально, так как коэффициент ослабления синфазного сигнала имеет конечную величину.

Важным особым случаем неинвертирующего усилителя является случай, когда $k = 1$, т.е. $R_N = 0$ и $R_1 = \infty$. Схема такого усилителя изображена на рис. 4.6, а коэффициент усиления для этой схемы равен 1. Подобная схема включения операционного усилителя называется ***следящей***.

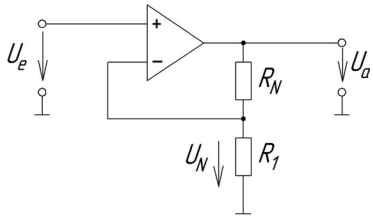


Рис. 4.5. Неинвертирующий усилитель

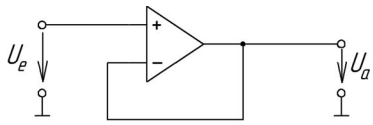


Рис. 4.6. Следящая схема ($A = U_a / U_e = 1$)

Дифференциальное входное сопротивление усилителя с ОС благодаря действию обратной связи умножается на коэффициент g. Такая обратная связь называется ***потенциометрической***. Для результирующего входного сопротивления имеем [10]

$$r_e = \Delta U_e / \Delta I_e = g r_D || r_{Gl} \approx r_{Gl}. \qquad (4.10)$$

Эта величина даже для операционных усилителей с биполярными транзисторами на входах превышает 10^9 Ом. Следует, однако, помнить, что речь здесь идет исключительно о ***дифференциальной*** величине. Это значит, что изменения тока ΔI_e малы, тогда как среднее значение входного тока I_B может принимать несравненно большие значения.

Соотношение параметров схемы можно проиллюстрировать числовым примером. Допустим, что имеется источник сигналов с внутренним сопротивлением R_g = 1 МОм. Пусть также погрешность, вносимая усилителем вследствие конечной величины входного сопротивления, не должна превышать 0,1%. Тогда можно записать следующее требование к входному сопротивлению усилителя:

$$r_e \approx r_{Gl} \geqslant 1 \text{ ГОм}.$$

Такое входное сопротивление, согласно данным табл. 4.1, может быть достигнуто при использовании многих типов операционных усилителей. Однако его входной ток при отсутствии сигнала, составляющий I_B = 200 нА, протекая через источник сигналов, вызовет на нем дополнительное падение напряжения ~ 200 мВ. В принципе это падение напряжения можно компенсировать, выбрав внутреннее сопротивление делителя напряжения, включенного в цепь обратной связи усилителя, равным величине *Rg*. При этом останется только влияние разности входных токов усилителя. Этот метод, однако, редко приводит к желаемому результату, так как часто внутреннее сопротивление источника сигнала заранее точно не известно, поэтому более целесообразно при наличии источника сигнала с сопротивлением свыше 50 кОм использовать операционные усилители с полевыми транзисторами на входах. Такое решение целесообразно также и потому, что операционные усилители с входными полевыми транзисторами имеют лучшие характеристики шума при работе от высокоомного источника сигнала.

Выходное сопротивление

Как видно из табл. 4.1, реальные операционные усилители довольно далеки от идеала в отношении выходного сопротивления. Оно, правда, может быть в значительной степени уменьшено путем применения обратной связи:

$$r_a' = r_a / (1 + kA_D) \approx r_a / g. \qquad (4.10)$$

При заданных коэффициенте усиления $A = 10$ и дифференциальном коэффициенте усиления $A_D = 10^5$ выходное сопротивление охваченного обратной связью операционного усилителя снизится с 1 кОм до 0,1 Ом. Вышеизложенное, вообще говоря, справедливо в пределах полосы рабочих частот, ограниченной частотой f_{gA} операционного усилителя, что соответствует снижению уровня выходного сигнала на 3 дБ. На более высоких частотах выходное сопротивление операционного усилителя с обратной связью будет увеличиваться, так как величина $|g|$ уменьшается. При этом оно приобретает индуктивный характер и на более высоких частотах становится равным величине выходного сопротивления усилителя без обратной связи [3, 10].

Инвертирующий усилитель

Еще один способ включения обратной связи состоит в том, что *P*-вход операционного усилителя заземляется, а входной сигнал подается через резистор R_1 на *N*-вход. Такая схема изображена на рис. 4.7.

Для качественного исследования схемы положим, что входное напряжение мгновенно изменилось от нуля до U_e. При этом величина U_N станет равной

$$U_N = [R_N / (R_N + R_1)]\, U_e,$$

так как в первый момент времени выходное напряжение U_a еще равно нулю. Таким образом, напряжение $U_{D=UP} - U_N$ будет иметь отрицательную величину. Вследствие высокого коэффициента усиления A_D выходное напряжение быстро установится равным некоторой отрицательной величине. Одновременно также станет уменьшаться величина U_N. При этом выходное напряжение будет уменьшаться до тех пор, пока входное напряжение усилителя U_N не станет практически равным нулю.

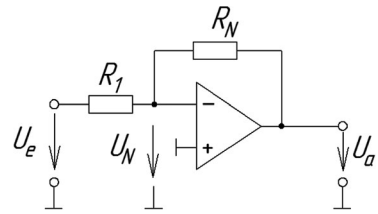


Рис. 4.7. Инвертирующий усилитель ($A = U_a / U_e = -R_N / R_1$)

Чтобы вычислить установившуюся величину выходного напряжения, при которой $U_N \approx 0$, запишем для узла на *N*-входе операционного усилителя первый закон Кирхгофа с учетом того, что в идеальном операционном усилителе входной ток равен нулю:

$$U_e / R_1 + U_a / R_N \approx 0.$$

Отсюда получим

$$U_a \approx -(R_N / R_1)\, U_e. \qquad (4.11)$$

Принцип действия отрицательной обратной связи в данной схеме можно сформулировать следующим образом: в пределах линейной области операционный усилитель обеспечивает такую величину выходного напряжения, что напряжение на его входе $U_N \approx 0$. Таким образом, *N*-вход в данной схеме аналогичен точке нулевого потенциала, поэтому его называют также ***точкой виртуальной массы***, или суммирующей точкой [10].

В отличие от схемы неинвертирующего усилителя коэффициент усиления синфазного сигнала здесь не играет никакой роли, а фаза выходного напряжения противоположна фазе входного напряжения.

Входное сопротивление схемы инвертирующего усилителя имеет существенно меньшую величину, чем собственное входное сопротивление операционного усилителя. Его можно определить, рассмотрев схему на рис.4.7, при $U_N \approx 0$. В результате получается выражение [3, 10]

$$r_e \approx R_1.$$

Схема вычитания

На рис. 4.8 приведена схема вычитания сигналов, построенная на ином принципе. Для нее справедливо следующее уравнение:

$$U_a = k_1 U_1 + k_2 U_2.$$

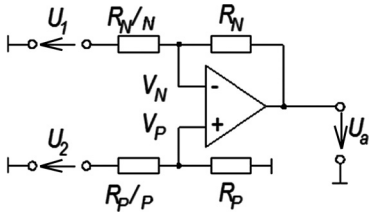


Рис. 4.8. Схема вычитания на одном операционном усилителе

При $U_2 = 0$ схема работает как инвертирующий усилитель сигнала U_1, выходное напряжение которого $U_a = -\alpha_N U_1$. Отсюда следует, что $k_1 = -\alpha_N$. При $U_1 = 0$ схема представляет собой электрометрический усилитель с делителем напряжения:

$$U_a = (U_2 - U_1).$$

Потенциал

$$V_P = \frac{R_P}{R_P + R_P / \alpha_P} U_2$$

в этом случае усиливается в $(1 + \alpha_N)$ раз, а выходное напряжение определяется следующей формулой [3, 10]:

$$U_a = [\alpha_P / (1 + \alpha_P)](1 + \alpha_N) U_2.$$

Если сопротивления на обоих входах одинаковы, т.е. $\alpha_N = \alpha_P = \alpha$, то выходное напряжение

$$U_a = \alpha U_2$$

и, кроме того, $k_2 = \alpha$. Отсюда следует, что выходное напряжение будет равно

$$U_a = \alpha(U_2 - U_1).$$

Если отношения сопротивлений на входах P и N отличаются от величины α, то напряжение на выходе рассматриваемой схемы не будет точно пропорционально разности входных сигналов, а будет определяться соотношением

$$U_a = [(1 + \alpha_N) / (1 + \alpha_P)]\, \alpha_P U_2 - \alpha_N U_1.$$

Схема дифференцирования с высоким входным сопротивлением

Пример схемы дифференцирования на операционном усилителе с высоким входным сопротивлением приведен на рис. 4.9.

Для этой схемы выходное напряжение

$$U_a = RC(dU_e / dt).$$

Полное входное сопротивление

$$|Z_e| \geq R.$$

Принцип действия этой схемы состоит в следующем. Переменное низкочастотное входное напряжение будет дифференцироваться на входной *RC*-цепочке. В этой области частот операционный усилитель работает как электрометрический усилитель с усилением $A = 1$.

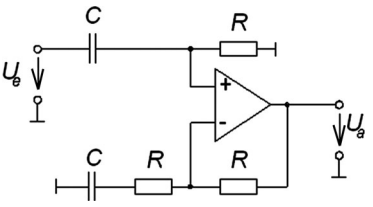


Рис. 4.9. Схема дифференцирования с высоким входным сопротивлением

Высокочастотное переменное входное напряжение будет полностью проходить через входную *RC*-цепочку и дифференцироваться с помощью охваченного отрицательной обратной связью усилителя. Если постоянные времени этих *RC*-цепочек достаточно большие, то области дифференцирования сигналов низких и высоких частот будут перекрываться.

Что касается обеспечения устойчивости, то здесь можно принять те же меры, что и в предыдущей схеме.

Схема интегрирования

В общем случае интегратор описывается выражением

$$U_a(t) = K\int_0^t U_e(\tilde{t})\, d\tilde{t} + U_a(t=0).$$

Схема интегратора на операционном усилителе показана на рис 4.10 [3, 10]. Этот интегратор построен на основе инвертирующего усилителя, в котором резистор обратной связи R_N заменен конденсатором *C*. В этом случае выходное напряжение описывается выражением

$$U_a = \frac{Q}{C} = \frac{1}{C}\left[\int_0^t I_C(\tilde{t})\, d\tilde{t} + Q_0\right],$$

где Q_o — величина заряда, которая была на конденсаторе к моменту начала интегрирования (t = 0). Учитывая, что $I_C = -U_e / R$, можно записать

$$U_a = -\frac{1}{RC}\int_0^t U_e(\tilde{t})\, d\tilde{t} + U_{a0}.$$

Постоянный член U_{a0} определяет начальное условие интегрирования: $U_{a0} = U_a(t=0) = Q_0 / C$. С помощью специальных мер можно реализовать любые начальные условия.

Рассмотрим два особых случая. Если входное напряжение U_e постоянно, то изменение выходного сигнала описывается формулой

$$U_a = -(U_e / RC)\, t + U_{a0},$$

т.е. выходной сигнал линейно возрастает со временем. Поэтому рассмотренная схема оказывается пригодной для формирования пилообразного напряжения.

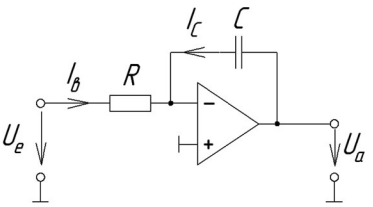


Рис. 4.10. Инвертирующий интегратор

Если входной сигнал представляет собой переменное напряжение, изменяющееся по косинусоидальному закону, т. е. $u_e = \hat{U}_e \cos\omega t$, то формула для выходного напряжения будет иметь следующий вид:

$$U_a(t) = -\frac{1}{RC}\int_0^t \hat{U}_e \cos\omega\tilde{t}\, d\tilde{t} + U_{a0} = -\frac{\hat{U}_e}{\omega RC}\sin\omega t + U_{a0}.$$

Как видно из этого выражения, амплитуда выходного сигнала обратно пропорциональна круговой частоте ω. Амплитудно-частотная характеристика в логарифмическом масштабе имеет вид прямой с наклоном – 6 дБ на октаву. Это является простым критерием, с помощью которого можно определить, является ли схема интегратором [3, 10].

4.3. Усилители заряда

Усилители заряда широко применяются с датчиками, выходным сигналом которых является электрический заряд. Эти усилители допускают применение соединительных кабелей большой длины. Между тем, изменение длины соединительного кабеля в системе, содержащей усилитель напряжения, обуславливает необходимость подстройки коэффициента усиления используемой аппаратуры и повторной калибровки системы.

Усилитель заряда состоит из операционного усилителя с емкостной обратной связью. Операционный усилитель с конденсатором в цепи обратной связи по существу является электронным интегратором, интегрирующим поступающий на его вход электрический ток [3—5, 9—11] (см. также рис. 4.10).

Эквивалентная электрическая схема усилителя заряда, соединенного с пьезоэлектрическим датчиком, показана на рис. 4.11.

На этой схеме: $Q_{ПЭ}$ — электрический заряд, отдаваемый пьезоэлементом; $C_{ПЭ}$ — емкость пьезоэлемента; $R_{ПЭ}$ — сопротивление пьезоэлемента; C_K — емкость соединительного кабеля и соответствующих соединителей; R_K — сопро-

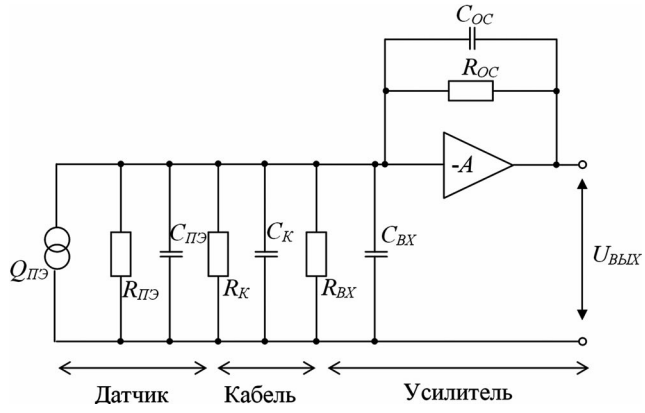


Рис. 4.11. Эквивалентная электрическая схема усилителя заряда, соединенного кабелем с пьезоэлектрическим датчиком

тивление соединительного кабеля и соответствующих соединителей; C_{BX} — емкость входной цепи предусилителя; R_{BX} — сопротивление входной цепи предусилителя; C_{OC} — емкость цепи обратной связи; R_{OC} — сопротивление цепи обратной связи; A — коэффициент усиления операционного усилителя; $U_{ВЫХ}$ — выходное напряжение усилителя

Сопротивления пьезоэлемента, входной цепи и цепи обратной связи предусилителя обычно имеют большие значения. Следовательно, показанную на рис. 4.11 эквивалентную электрическую схему можно упростить и представить в показанном на рис. 4.12 виде.

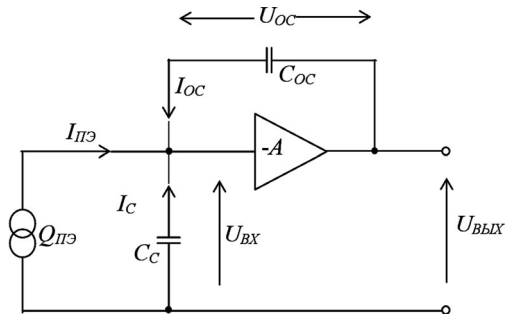


Рис. 4.12. Упрощенная эквивалентная электрическая схема усилителя заряда, соединенного кабелем с пьезоэлементом

На этом рисунке:

$$C_C = C_{ПЭ} + C_K + C_{BX},$$

где $I_{ПЭ}$ — общий ток, вызванный зарядом, который отдает пьезоэлемент; I_C — ток от C_C; I_{OC} — ток, протекающий в цепи обратной связи операционного усилителя.

Входное и выходное напряжения усилителя (U_{BX} и $U_{ВЫХ}$) связаны друг с другом выражением

$$V_{ВЫХ} = -AU_{BX}.$$

Для напряжения $V_{\text{Î Ñ}}$ можно написать выражение

$$U_{OC} = U_{ВЫХ} - U_{BX} = \left(1 + \frac{1}{A}\right) U_{ВЫХ}.$$

Входной ток идеального операционного усилителя равен нулю. Показанные на рис. 4.12 токи связаны по закону Кирхгофа уравнением

$$I_{\text{ПЭ}} + I_{\text{C}} + I_{\text{OC}} = 0.$$

Учитывая другие параметры показанной на рис. 4.2 эквивалентной схемы, для токов $I_{ПЭ}$, I_C и I_{OC} можно написать следующие выражения

$$I_{ПЭ} = \frac{dQ_{ПЭ}}{dt};$$

$$I_{OC} = C_{OC} \frac{\mathrm{d}U_{OC}}{\mathrm{d}t} = \left(1 + \frac{1}{A}\right) C_{OC} \frac{\mathrm{d}U_{ВЫХ}}{\mathrm{d}t};$$

$$I_C = -C_C \frac{dU_{ВЫХ}}{dt} = \frac{1}{A} C_C \frac{dU_{ВЫХ}}{dt}.$$

После подстановки этих выражений в приведённое выше уравнение Кирхгофа получается выражение:

$$\frac{dQ_{ПЭ}}{dt} = -\left(1 + \frac{1}{A}\right) C_{OC} \frac{dU_{ВЫХ}}{dt} - \frac{1}{A} C_C \frac{dU_{ВЫХ}}{dt}. \quad (4.12)$$

Решение этого дифференциального уравнения можно получить путем интегрирования. Постоянные, соответствующие исходным напряжениям постоянного тока на выходе операционного усилителя, полагаются равными нулю. Это вполне допустимо ввиду того, что всякого рода напряжения смещения при активной работе операционного усилителя быстро уменьшаются до нуля. Следовательно, решение упомянутого уравнения можно представить в виде:

$$U_{ВЫХ} = -\frac{Q_{ПЭ}}{\left(1 + \frac{1}{A}\right) C_{OC} + \frac{1}{A} C_C}. \quad (4.13)$$

С учетом большого значения коэффициента усиления $\left(A \approx 10^5\right)$ выражение (4.13) упрощается и принимает вид:

$$U_{ВЫХ} \approx \frac{Q_{ПЭ}}{C_{OC}}. \quad (4.14)$$

Из выражения (4.14) следует, что выходное напряжение усилителя пропорционально входному заряду и обратно пропорционально емкости цепи обратной связи.

Эквивалентная емкость на входе усилителя вообще не влияет на его выходное напряжение сигнала, так как в идеальном случае $A \to \infty$ и входное напряжение равно нулю.

Следовательно, эквивалентное входное сопротивление не влияет на напряжение выходного сигнала усилителя. Это значит, что на входе усилителя имеются лишь токи от пьезоэлемента и от конденсатора в цепи обратной связи операционного усилителя. Эти токи имеют идентичную амплитуду, но противоположные друг другу знаки. Следовательно, весь отдаваемый датчиком электрический заряд сообщается конденсатору в цепи обратной связи операционного усилителя.

С учетом реальных условий измерений необходимо рассмотреть более сложную и учитывающую сопротивления $R_{ПЭ}$, R_K и $R_{ВХ}$ модель такого усилителя (рис. 4.13).

Для этой схемы можно написать:

$$\frac{1}{R_C} = \frac{1}{R_{ПЭ}} + \frac{1}{R_K} + \frac{1}{R_{ВХ}};$$

$$U_{ВЫХ} = -AU_{ВХ};$$

$$U_{OC} = \left(1 + \frac{1}{A}\right) U_{ВЫХ};$$

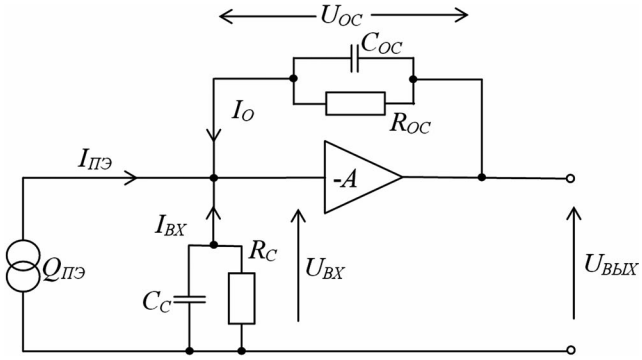


Рис. 4.13. Эквивалентная электрическая схема усилителя заряда, соединенного кабелем с пьезоэлементом датчика

$$I_{OC} = C_{OC}\frac{dU_{OC}}{dt} + \frac{U_{OC}}{R_{OC}} = \left(1+\frac{1}{A}\right)\left[C_{OC}\frac{dU_{ВЫХ}}{dt} + \frac{U_{ВЫХ}}{R_{OC}}\right];$$

$$I_{BX} = -C_C\frac{dU_{BX}}{dt} - \frac{U_{BX}}{R_C} = \frac{1}{A}\left[C_C\frac{dU_{ВЫХ}}{dt} + \frac{U_{ВЫХ}}{R_C}\right];$$

$$\frac{dQ_{ПЭ}}{dt} = -\left(1+\frac{1}{A}\right)\left[C_{OC}\frac{dU_{ВЫХ}}{dt} + \frac{U_{ВЫХ}}{R_{OC}}\right] - \frac{1}{A}\left[C_C\frac{dU_{ВЫХ}}{dt} + \frac{U_{ВЫХ}}{R_C}\right]. \quad (4.15)$$

Решение дифференциального уравнения (4.15) нельзя найти путем простого интегрирования. Однако это решение можно получить в предположении того, что амплитуды всех токов и напряжений изменяются во времени по гармоническому закону и что постоянные, соответствующие исходным напряжениям постоянного тока на выходе операционного усилителя, равны нулю. Последнее вполне допустимо ввиду того, что всякого рода напряжения смещения при активной работе операционного усилителя быстро уменьшаются до нуля. Следовательно, решение дифференциального уравнения (4.15) можно представить в виде [16]:

$$j\omega Q_{ПЭ} = -\left(1+\frac{1}{A}\right)\left[j\omega U_{ВЫХ}C_{OC} + \frac{U_{ВЫХ}}{R_{OC}}\right] - \frac{1}{A}\left[j\omega U_{ВЫХ}C_{OC} + \frac{U_{ВЫХ}}{R_C}\right]. \quad (4.16)$$

Путем несложного преобразования этого уравнения можно получить выражение для выходного напряжения усилителя $U_{ВЫХ}$, т.е.

$$U_{ВЫХ} = -\frac{Q_{ПЭ}}{\left(1+\frac{1}{A}\right)\left(C_{OC} + \frac{1}{j\omega R_{OC}}\right) + \frac{1}{A}\left(C_C + \frac{1}{j\omega R_C}\right)}. \quad (4.17)$$

Полагая, что $A \to \infty$ и $R_C \to \infty$, получим:

$$U_{ВЫХ} \approx \frac{Q_{ПЭ}}{C_{OC}}. \quad (4.18)$$

С учетом конечного значения R_C

$$U_{ВЫХ} = -\frac{Q_{ПЭ}}{C_{OC}\left(1 + \frac{1}{j\omega R_{OC}C_{OC}}\right)}. \quad (4.19)$$

Поскольку отдаваемый пьезоэлементом электрический заряд $Q_{ПЭ}$ пропорционален силе (или ускорению), общей чувствительностью комплекта пьезоэлемента и усилителя можно управлять путем изменения емкости цепи обратной связи (C_{OC}). Кроме того, путем настройки постоянной времени цепи обратной связи можно в области низких частот управлять амплитудно-частотной характеристикой усилителя [13].

Амплитудно-частотная характеристика усилителя заряда в области низких частот определяется постоянной времени цепи обратной связи $\tau_{OC} = R_{OC}C_{OC}$ и вообще не зависит от нагрузки на входе предусилителя. Нижний передел частоты (частота среза) усилителя заряда регулируется путем настройки сопротивления цепи обратной связи.

Определенная таким образом частота называется нижним пределом частоты (или частотой среза) и соответствует спаду амплитудно-частотной характеристики и, следовательно, уменьшению уровня выходного сигнала на 3дБ и изменению значения фазового угла на –45°.

Таким образом, ***нижний предел частоты усилителя заряда*** определен постоянной времени цепи обратной связи операционного усилителя, т.е. $\tau_{OC} = R_{OC}C_{OC}$. Разность фаз входного и выходного сигналов обычно составляет –180° (предусилитель является фазоинвертором), причем на нижнем пределе частоты имеется дополнительный сдвиг фазы – 45°.

Из выражения (4.17) также следует, что резистивная нагрузка на входе усилителя заряда не сказывается на значении нижнего предела частоты до тех пор, пока сопротивление нагрузки не примет соизмеримое с R_{OC}/A значение. Следовательно, при предположении близких друг другу значений емкостей C_{OC} и C_C влияние сопротивления нагрузки при применении усилителя заряда в A раз меньше ее влияния на простую резистивно-емкостную цепь.

Например, для обеспечения нижнего предела частоты, равного 1 Гц ($A = 10^5$, $C_{OC} = 1$ нФ), получаем: $R_{OC} = 1{,}6$ кОм.

Нижний предел частоты усилителей заряда имеет значения порядка нескольких долей герца. Присущая этим усилителям способность обрабатывать низкочастотные сигналы важна именно при исследованиях длительных импульсных и квазистатических механических величин.

Коэффициент усиления усилителя заряда почти не изменяется при изменении емкости соединительного кабеля. Применение соединительных кабелей большой длины обуславливает небольшой спад амплитудно-частотной характеристики в области высоких частот [16].

Легко определить максимальную длину соединительного кабеля, в результате применения которого общая чувствительность по заряду комплекта акселерометра и усилителя заряда изменится не более чем на 1 %.

В предположении $C_{ОС} = C_{ПЭ} = 1$ нФ и коэффициента усиления операционного усилителя $A = 10^5$ из приведенного ранее выражения для $U_{вых}$

$$U_{ВЫХ} = -\frac{Q_{ПЭ}}{\left(1+\frac{1}{A}\right)C_{ОС} + \frac{1}{A}C_C}$$

следует, что

$$C_C = 0{,}01(A+1)\,C_{ОС} = 0{,}01\,(10^5+1)1 \text{ нФ} = 10^3 \text{ нФ} = 1 \text{ мкФ}.$$

Вычисленное значение соответствует общей емкости соединительного кабеля емкостью 100 пФ/м и длиной 10000 м.

Большая емкостная нагрузка на входе предусилителя может повлиять на его амплитудно-частотную характеристику, в частности, на относящийся к области высоких частот участок. Такое влияние не исключено ввиду характерного для операционных усилителей уменьшения коэффициента усиления в области высоких частот.

Хотя увеличение параллельной емкости почти не сказывается на чувствительности по заряду пьезодатчика, добавление соединенного последовательно конденсатора приводит к уменьшению электрического заряда на выходе. Уменьшение поступающего на вход предусилителя заряда может быть целесообразным при исследованиях механических колебаний с большими амплитудами, в частности, при применении высокочувствительного акселерометра. Соответствующим образом можно предотвратить перегрузку по входу используемого усилителя заряда. Следовательно, путем последовательного и параллельного подключения к выходу пьезоэлемента тщательно отобранных конденсаторов с точно определенными емкостями параметрами можно ослабить поступающий на вход усилителя электрический заряд.

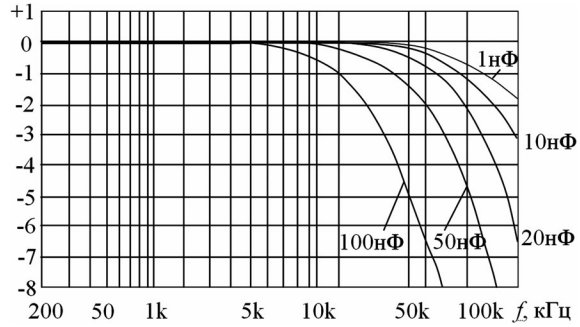


Рис. 4.14. Влияние входной емкостной нагрузки на амплитудно-частотную характеристику усилителя заряда

Эквивалентная электрическая схема акселерометра, соединенного с описанным емкостным аттенюатором, показана на рис. 4.15 [16].

Применение соединительных кабелей большой длины и малых значений коэффициента усиления усилителя заряда сопровождается увеличением собственного шума и, следовательно, уменьшением общего отношения сигнала к

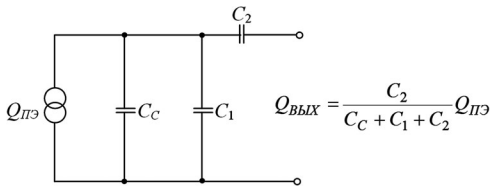


Рис. 4.15. Эквивалентная электрическая схема акселерометра, соединенного с емкостным делителем заряда (аттенюатором)

шуму. Существенное уменьшение сопротивления нагрузки на входе усилителя заряда также приводит к увеличению собственного шума [13].

Нужно подчеркнуть, что подвергаемые воздействию механических колебаний соединительные кабели генерируют электрический шум. Применение малошумящих кабелей особенно важно в системах, используемых при исследованиях механических колебаний с малыми амплитудами. Используемые соединительные кабели должны быть надежно закреплены.

В области низких частот (< 100 Гц) собственный шум усилителя заряда обычно обратно пропорционален частоте, т.е. его амплитуда увеличивается с уменьшением частоты (рис. 4.16) [13]. Увеличение собственного шума на низких частотах является нежелательным свойством операционных усилителей. Эффективным с точки зрения подавления такого шума является применение дополнительных фильтров верхних частот.

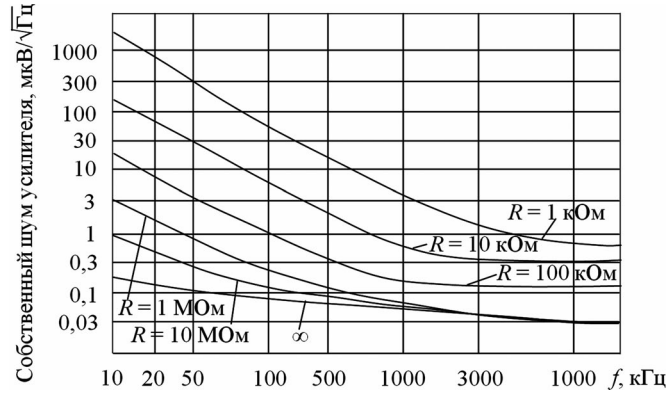


Рис. 4.16. Зависимость узкополосного собственного шума усилителя заряда от сопротивления на его входе

Отметим, что почти все изготовляемые и выпускаемые фирмой Brüel & Kjer усилители снабжены фильтрами верхних частот [13, 16].

Существенное уменьшение сопротивления нагрузки на входе усилителя, т.е. уменьшение до меньших приблизительно 10 МОм значений, также сопровождается увеличением собственного шума. Увеличение собственного шума усилителя более заметно в области низких частот. Однако его причины нелегко выявить, так как необходима подробная информация, относящаяся к параметрам отдельных схемных элементов и к их соединениям во входном каскаде усилителя [13, 16].

4.4. Аналогово-цифровые преобразователи

Как известно [3—6, 9—11], ***аналоговой*** называется величина, которая изменяется непрерывно во времени. Большинство физических величин, преобразуемых датчиками, — температура, давление и т.д. — являются аналоговыми величинами.

Для преобразования аналогового сигнала в цифровую форму широко используются аналогово-цифровые преобразователи (АЦП) [3—5, 9—11].

Аналоговый (непрерывный) сигнал можно представить в виде цифрового параметра ограниченным количеством цифр. Один из способов преобразования аналогового параметра — это ограничить его конечными величинами или квантами [5]. Этот процесс называется ***квантованием***. Количество квантов определяется количеством цифр, которым нужно представить аналоговый параметр. Чаще всего в АЦП используются бинарные числа. Таким образом, n-битный преобразователь имеет 2^n уровней квантования между максимумом и минимумом входного сигнала (рис. 4.17) [5].

Количество уровней квантования называется ***полной шкалой***. Разрешающая способность полной шкалы определяется как 1 из 2^n. Например, у 10-битного преобразователя полная шкала имеет $2^{10} = 1024$ уровней квантования. Разрешающая способность $1/1024 = 0{,}098\%$.

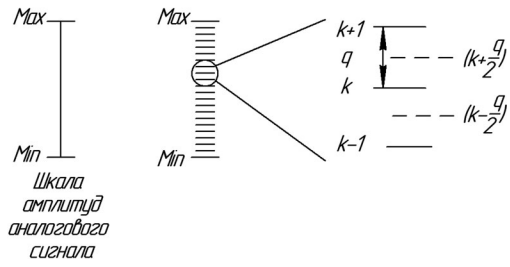


Рис. 4.17. Шкалы амплитуд аналогового сигнала, квантование и ошибка квантования

Точность преобразователя характеризует отклонение между измеренным значением и истинным значением входной величины (сигнала).

Ошибка квантования — это разность между значением входного сигнала и ближайшим уровнем квантования. Максимальная ошибка квантования равняется половине интервала квантования q/2 (рис. 4.17).

До сих пор мы рассматривали преобразование амплитуды входного аналогового сигнала в цифровой код. Рассмотрим теперь этот процесс во времени.

Так как входной сигнал меняется во времени, для получения полной информации о нем, его преобразование (выборку) необходимо производить через некоторый промежуток времени, или с некоторой частотой. Согласно теореме Котельникова-Найквиста, сигнал с ограниченным диапазоном рабочих частот f_i можно восстановить из его выборки без потери информации, если выборку сигнала производить со скоростью $f_s \geq 2f_i$ (или если время между выборками $t_s \leq 1 / 2f_i$). Частота $f_s = 2f_i$ называется частотой Найквиста (минимально допустимой дискретизации) [5].

Итак, для преобразования аналогового сигнала в цифровую форму необходимо производить квантование сигнала по уровню с частотой дискретизации f_s, превышающей минимум в 2 раза диапазон частот входного сигнала.

Цифровые коды, применяемые в АЦП

При квантовании аналогового сигнала можно использовать простой бинарный код. Однако он подходит, если все уровни квантования – положительные. На практике чаще применяются сигналы с положительными, отрицательными и нулевыми уровнями. В таких случаях применяется старший значащий разряд (MSB) кода, который указывает полярность бинарного кода. Следует заметить, что при таком кодировании есть два значения нуля: +0 (0000) и -0 (1000) [5].

Чтобы исключить такую неопределенность нуля, применяется четырехбитный бинарный код со старшим разрядом, в котором 1 обозначает все положительные уровни квантования и нулевой уровень (1000), а 0 в старшем разряде обозначает все отрицательные уровни.

Двоичный дополнительный код часто применяется в микропроцессорах для представления положительных и отрицательных чисел. Он удобен для двоичной арифметики, особенно для вычитания. Перевести число в двоичный дополнительный код очень легко и, следовательно, быстро. Поэтому он широко применяется в цифровой электронике. В двоичном дополнительном коде 0 в старшем разряде обозначает все положительные числа и нуль, а 1 в старшем разряде обозначает все отрицательные числа.

Двоично-десятичный код (BCD) применяется также очень широко. Каждая цифра десятичного числа представляется своим четырехбитным бинарным эквивалентом. Полярность числа указана в старшем бите. Иногда двоично-десятичный код называют 8421 BCD, так как каждая цифра – это вес четырехбитного кода [4, 5, 10].

Код Excess 3 является модификацией 8421 BCD. Он используется для обозначения целых положительных чисел и получается добавлением числа 3 (или 0011) к каждой цифре числа в коде 8421 BCD.

Таблица 4.2. Двоичные коды, используемые для обозначения чисел

Число	Sign-Magnitude	Offset Binary	2's Complement	8421 BCD	2421 BCD	Excess 3
+9				1001	1111	1100
+7	0111	1111	0111	0111	1101	1010
+6	0110	1110	0110	0110	1100	1001
+ 1	0001	1001	0001	0001	0001	0100
0	0000	1000	0000	0000	0000	0011
-1	1001	0111	1111			
-6	1110	0010	1010			
-7	1111	0001	1001			
-8		0000	1000			

В настоящее время разработчику датчиков в большинстве случаев нет необходимости разрабатывать свой АЦП, так как промышленность выпускает значительное количество различных типов АЦП, в том числе и для некоторых типов датчиков [17—27].

Однако правильность выбора АЦП можно обеспечить, получив сведения о методах преобразования сигналов и принципах построения АЦП.

Параллельный АЦП

Схема простейшего параллельного АЦП представлена на рис. 4.18 [10]. Делитель напряжения определяет уровни квантования. Каждый каскад делителя напряжения соединен с одним входом компаратора, и входной сигнал подается параллельно на все компараторы. Выходы компараторов подключены к логическому устройству, которое преобразует сигналы с компараторов в цифровой код.

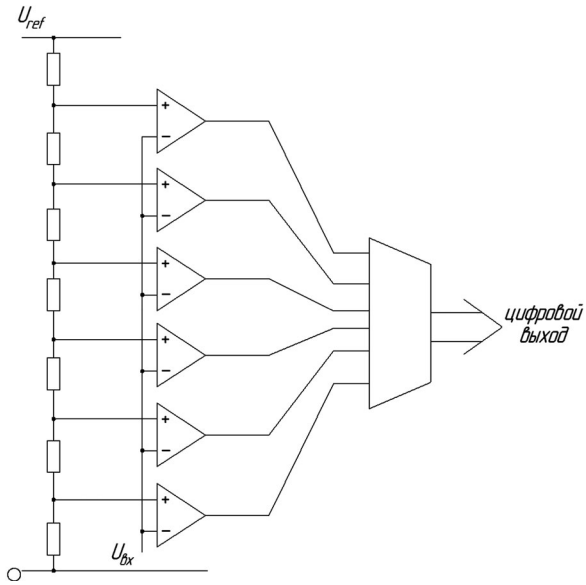


Рис. 4.18. Схема параллельного АЦП

Недостаток этого АЦП в том, что требуется компаратор на каждый уровень квантования. Например, 8-битный АЦП должен содержать $2^8 = 256$ отдельных компараторов, а с учетом полярности количество компараторов удваивается. Преимуществом данного АЦП является его скорость. Компараторы работают одновременно, и поэтому время, которое требуется на преобразование сигнала, определяется временем срабатывания одного компаратора плюс временем обработки сигнала логическим устройством. На практике это время обычно составляет около 5 нсек, что позволяет применять его для преобразования сигнала с частотой около 100 МГц, например видеосигнала [5].

АЦП с цифро-аналоговым преобразованием

АЦП с динамической компенсацией использует цифро-аналоговое преобразование для аналогово-цифрового преобразования. Блок-схема такого АЦП представлена на рис. 4.19. В начале преобразования цифровой счетчик начинает отсчет с нуля. Аналоговый выход ЦАП, соответствующий коду на выходе счетчика, сравнивается с аналоговым входным напряжением. Когда оба аналоговых сигнала равны, выход АЦП изменяет свое состояние. Это останавливает счет, и число на выходе счетчика является цифровым кодом аналогового сиг-



Рис. 4.19. АЦП с последовательным приближением

нала на входе АЦП, т.е. вход детерминируется. Преобразование на этом считается завершенным, счетчик сбрасывается и начинает свой отсчет снова [5].

АЦП с динамической компенсацией является простым и стабильным устройством, но с низкой скоростью. Самая низкая скорость преобразования здесь получается при максимальном значении входного сигнала, так как счетчику приходится пройти весь вероятный диапазон входного сигнала. Если частота тактового генератора 1 МГц, а выход 8-битный, то скорость преобразования равна $10^6/2^8 = 4$ кГц. Этот тип АЦП к тому же чувствителен к шуму и помехам на входе, поэтому велика ошибка на выходе [5, 10].

АЦП с последовательным приближением

АЦП с последовательным приближением гораздо проще, чем АЦП с динамической компенсацией, и в то же время намного быстрее определяет цифровой код входного аналогового сигнала. Блок-схема АЦП с последовательным приближением точно такая же, как и АЦП с динамической компенсацией (рис. 4.19), только вместо счетчика применяется регистр, на котором происходит фиксация кода.

Вместо того, чтобы перебирать все уровни в поиске соответствующего входу, в данном преобразователе используется алгоритм последовательного приближения. Сначала входной сигнал сравнивается с зафиксированным на регистре значением половины полной шкалы квантования. Если вход больше, в ***старший бит кода (MSB)*** записывается 1. Следующий уровень, с которым сравнивается входной сигнал, – это 3/4 полной шкалы. Определяется, в какой четверти находится цифровой эквивалент входа. Соответственно, следующий бит заполняется 0 или 1. Количество сравнений равняется количеству на выходе преобразователя. Если выходной код 8-битный, то необходимо произвести 8 сравнений, что сделать гораздо быстрее, чем $2^8 = 256$ сравнений в АЦП с динамической компенсацией. Следовательно, максимальная скорость преобразования $10^6/8 = 125$ кГц, а не 4 кГц.

Таким образом, скорость преобразования можно увеличить, применяя стратегию поиска и сопровождения. В данном преобразовании производится непрерывное логическое сопровождение входа вверх или вниз от среднего значения. Это преобразование наиболее эффективно, когда входной сигнал меняет свое значение медленно.

АЦП с последовательным приближением так же чувствителен к шумам и помехам, как и АЦП с динамической компенсацией [5, 10].

Интегрирующие АЦП

Основное свойство интегрирующего АЦП состоит в том, что аналоговый входной сигнал интегрируется: определяется среднее арифметическое предыдущих шагов для определения последующего шага процесса преобразования. При

этом эффекты шумов и помех значительно уменьшаются. Периодические помехи, такие как от сети в 50 Гц, исключаются полностью, так как среднее арифметическое синусоиды полного цикла равняется нулю. Это очень полезное свойство преобразователя широко применяется в измерительных приборах.

В преобразователях по методу двухэтапного интегрирования применяются две фазы интегрирования для того, чтобы минимизироть количество компонентов в схеме, а также обеспечить высокую стабильность и точность преобразования.

Блок-схема АЦП изображена на рис. 4.20, *а*, график процесса преобразования — на рис. 4.20, *б*. Преобразование начинается с установки выхода интегратора (напряжения на конденсаторе) в ноль. Далее происходит первая фаза интегрирования за время $t_{вх}$, когда входной сигнал интегрируется для предварительного определения. Во время второй фазы эталонное напряжение $U_{ЭТ}$ интегрируется до тех пор, пока выход интегратора не установится в ноль.

В конце первой фазы интегрирования напряжение определяется как:

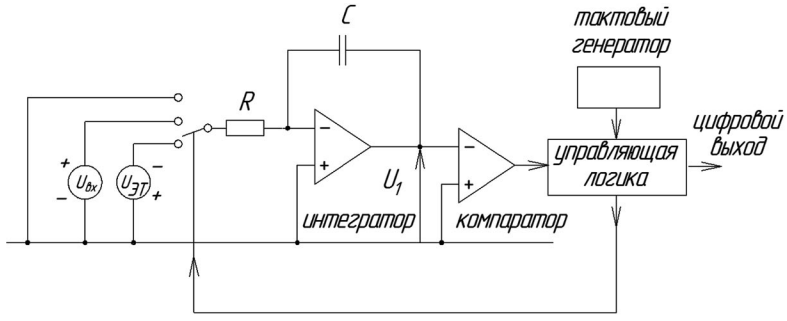
$$U_1 = \frac{U_{ВХ} t_{ВХ}}{RC}.$$

Во время второй фазы выход интегратора возвращается от U_1 в 0:

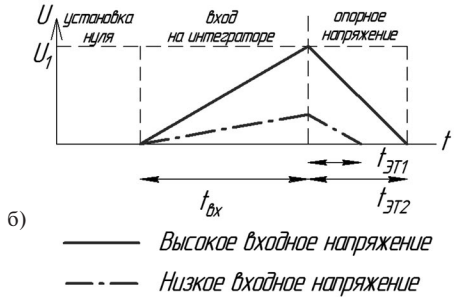
$$U_1 = \frac{U_{ЭТ} t_{Э}}{RC}$$

и

$$U_1 = \frac{U_{ВХ} t_{ВХ}}{RC} = \frac{U_{ЭТ} t_{ЭТ}}{RC}. \qquad (4.20)$$



а)



б)

Рис. 4.20. Двухтактный АЦП: а — блок-схема; б — изменение напряжения на выходе в процессе преобразования

Из уравнения (4.20) получаем:

$$U_{BX} = -U_{ЭТ}\frac{t_{ЭТ}}{t_{BX}}.$$

Время интегрирования t определяется количеством импульсов синхронизации за соответствующие периоды:

$$t = Nf_{СИНХР}.$$

Выходное напряжение определяется эталонным напряжением и отношением периодов интегрирования (или отношением сумм соответствующих импульсов). Точность преобразования зависит только от точности эталонного напряжения. Она не зависит от точности и частоты синхронизации, а также от резистора и конденсатора. Единственное требование – в процессе преобразования необходимо, чтобы сумма ($t_{BX} + t_{ЭТ}$) была постоянной. Это требование выполнить гораздо легче, чем требования по точности и стабильности.

Обычно АЦП с двухэтапным интегрированием имеет 10—18-битный выход. Они относительно дешевые для такой точности и стабильности. Чтобы иметь еще лучшие характеристики, обычно время первой фазы интегрирования устанавливают кратным 20 мсек, чтобы абсолютно исключить помехи с частотой 50 Гц. Однако большое время интегрирования делает такие преобразователи относительно низкоскоростными, чем преобразователи без интегрирования [5, 10].

АЦП с запасом по частоте

В АЦП с запасом по частоте (или сигма-дельта-преобразователе) отслеживаются изменения аналогового входного сигнала и вырабатывается пакет импульсов на выходе. Средняя величина напряжения выходных импульсов пропорциональна значению входного сигнала. Следовательно, оригинал входного сигнала можно восстанавливать линейным низкочастотным фильтром.

Схема сигма-дельта-преобразователя представлена на рис. 4.21 [5, 10]. Отрицательное напряжение входного сигнала поступает на один вход суммирующего интеграгора. На второй вход через землю подается положительное эталонное напряжение или нулевое напряжение, коммутируемое ключом Если выход интегратора положительный (это определяется компаратором), положительное эталонное напряжение запускает интегратор в противоположное на-

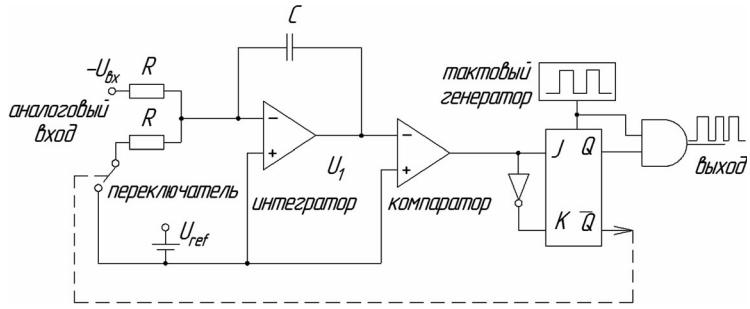


Рис. 4.21. Схема АЦП с запасом по частоте (или сигма-дельта преобразователя)

правление. Когда выход становится отрицательным, компаратор изменяет свое состояние и переключает вход интегратора на ноль.

Схему можно рассматривать как систему с обратной связью для удержания нуля на входе интегратора. Отсюда среднее значение входного сигнала на одном входе равно противоположному сигналу на другом входе. Таким образом, выход АЦП — это поток импульсов с постоянной длительностью, среднее количество которых представляет среднее значение входного сигнала.

Разрешающая способность преобразования, соответствующего одной выборке, определяется количеством импульсов. Таким образом, скорость опрокидывающих импульсов должна быть выше, иногда гораздо выше, чем требует теорема Котельникова-Найквиста. Отношение этих двух частот называется запасом по частоте. Обычно он бывает равным 64 или 256. Поэтому эти преобразователи называют еще АЦП с запасом по частоте. Разрешающая способность и линейность описанных выше АЦП, таких как параллельный АЦП и АЦП с последовательным приближением, определяется характеристиками их компонентов. В сигма-дельта АЦП используется простой однобитный элемент, и разрешающая способность определяется его временной характеристикой. Поэтому на рынке сигма-дельта АЦП характеризуется только одним временным показателем [5, 16—26].

Если сравнить способность компонентов производить шумы, то в цепи квантования она определяется скоростью опрокидывающих импульсов и их гармониками. Она гораздо выше, чем у компонентов на входе. Хотя при интегрировании шумы высокого уровня понижаются, их можно напрямую подавить фильтрами. Более сложные преобразователи даже с высокой разрешающей способностью (16—20 бит) производят больше шумов. Поэтому для сигма-дельта АЦП существует особый показатель OSNA — способность производить шумы. Так как частота этих АЦП очень высокая, на входе их необходимо устанавливать фильтры, исключающие эффект наложения. Обычно это простые RC-фильтры.

Максимальная частота опрокидывающих импульсов в сигма-дельта АЦП определяется максимальной скоростью схем в его составе, а максимальная частота входного сигнала определяется делением скорости опрокидывающих импульсов на запас частоты [5].

Информацию о выпускаемых промышленностью АЦП можно найти, например, в [15—25].

4.5. Генераторы сигналов

Генераторами называют электронные схемы, формирующие переменное напряжение требуемой формы [1, 2, 5, 10, 12].

Генераторы используются для питания некоторых параметрических датчиков. Кроме того, датчики могут включаться в частотозадающие цепи генераторов, в результате частота колебаний такого генератора является функцией физической величины, которую измеряет датчик.

Генератор состоит из усилителя с коэффициентом усиления A и цепи положительной обратной связи (ОС) с коэффициентом передачи K_{OC} (рис. 4.22). В отечественной литературе такое устройство называют автогенератором [1, 2].

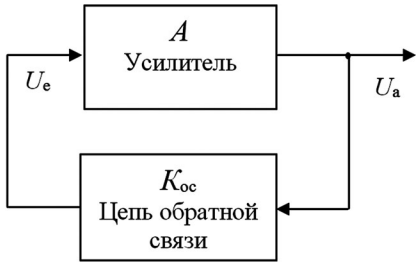


Рис. 4.22. Структурная схема генератора

Колебания в автогенераторе возникают, если

$$K_{OC} \cdot A \geqslant 1. \qquad (4.21)$$

Это условие называют ***балансом амплитуд***. Кроме того, должно соблюдаться условие баланса фаз, которое заключается в том, что суммарный сдвиг фаз в усилителе φ_A и цепи обратной связи φ_{OC} должен быть равен $2\pi n$, т.е.

$$\varphi_A + \varphi_{OC} = 2\pi n. \qquad (4.22)$$

Для схемы (рис. 4.22) при работе в узком частотном диапазоне можно также записать [7, 14]

$$K_{ПЕР} \frac{U_a}{U_e} = \frac{A}{1 - K_{OC} \cdot A}. \qquad (4.23)$$

Из этого выражения становится понятным механизм возникновения колебаний в автогенераторе.

В качестве частотозадающих элементов в цепи ОС применяют *LC*, *RC* цепи, пьезоэлектрические резонаторы и трансформаторы, фильтры и т.д.

Схема одного из вариантов *LC*-автогенератора показана на рис. 4.23 [10].

Операционный усилитель, включенный по неинвертирующей схеме, усиливает входное напряжение $U_1(t)$ в A раз. Так как подобный усилитель имеет низкоомный выход, то параллельный колебательный контур, включенный в цепь положительной *ОС*, подключается к усилителю через резистор R.

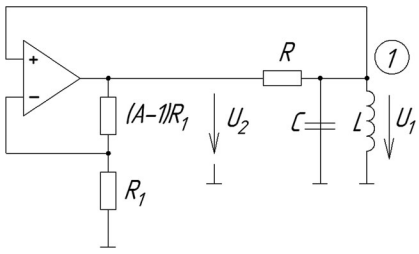


Рис. 4.23. Схема LC-генератора

Введем обозначения:

$$\omega_0^2 = \frac{1}{LC};$$

$$\gamma = \frac{1 - A}{2RC}.$$

Различают три характерных случая:

1. $\gamma > 0$, т.е. $A < 1$. В этом случае амплитуда выходного напряжения падает по экспоненциальному закону (затухающие колебания).
2. $\gamma = 0$, т.е. $A = 1$. Возникают синусоидальные колебания с частотой $\omega_0 = 1 / LC$ и постоянной амплитудой.
3. $\gamma < 0$, т.е. $A > 1$. Амплитуда выходного напряжения возрастает по экспоненциальному закону.

Схема Майсснера

Особенностью автогенератора по схеме Майсснера является то, что ОС осуществляется при помощи трансформатора, первичная обмотка которого вместе с конденсатором образует колебательный контур, определяющий частоту генерации схемы.

Вариант автогенератора по схеме Майсснера показан на рис. 4.24 [10].

Для обеспечения условия баланса фаз трансформатор должен осуществлять поворот фазы сигнала на 180°. Если первичная и вторичная обмотки трансформатора имеют одно направление намотки, то для инвертирования фазы необходимо вторичную обмотку включить встречно по отношению к первичной, т.е. конец вторичной обмотки, напряжение на котором синфазно с коллекторным напряжением, следует заземлить по переменному току. Кроме того, коэффициент трансформации выбирают таким, чтобы коэффициент петлевого усиления схемы *KA* был значительно больше единицы.

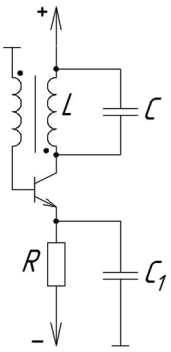


Рис. 4.24. Автогенератор по схеме Майсснера

Схема Хартли

Схема Хартли представляет собой трехточечную схему с индуктивной обратной связью (рис. 4.25).

Отличие этой схемы от схемы Майсснера заключается в том, что трансформатор заменен дросселем с отводом. Индуктивность *L* этого дросселя вместе с емкостью параллельно включенного конденсатора *C* определяет резонансную частоту генератора [10].

Схема Колпитца

Схема Колпитца представляет собой трехточечную схему с емкостной обратной связью (рис. 4.26).

Особенностью схемы Колпитца является наличие емкостного делителя напряжения, который определяет коэффициент *OC* по напряжению. Последовательно соединенные конденсаторы с дросселем *L* образуют колебательный контур, емкость которого равна $C = C_a C_b \,/\, C_a + C_b$ [10].

Двухтактный автогенератор

Такие схемы применяются в генераторах, как и в усилителях, для повышения мощности. Схема одного из вариантов генератора показана на рис. 4.27 [10].

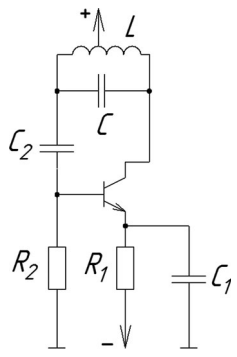


Рис. 4.25. Схема Хартли

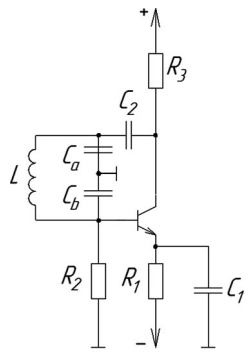


Рис. 4.26. Схема Колпитца с включением транзистора с общим эмиттером

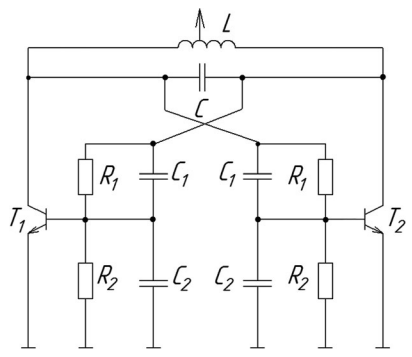


Рис. 4.27. Двухтактный автогенератор с емкостной ОС

Положительная обратная связь в этой схеме создается емкостным делителем напряжения на конденсаторах C_1 и C_2. Включенные параллельно делители на R_1 и R_2 служат для задания режима работы транзисторов.

Автогенераторы на пьезоэлектрических резонаторах и трансформаторах

Для повышения стабильности частоты колебаний автогенераторов в качестве частотозадающих элементов широко применяют пьезоэлектрические резонаторы и трансформаторы [1, 8, 13]. Автогенераторы на основе кварцевых резонаторов обеспечивают стабильность порядка 10^{-8}—10^{-9} и выше [1, 8], на основе пьезокерамических резонаторов и трансформаторов — 10^{-4}—10^{-6} [13].

Несколько схем автогенераторов на пьезокерамических резонаторах и трансформаторах, которые могут использоваться также в качестве датчиков, показаны на рис. 4.28 [14].

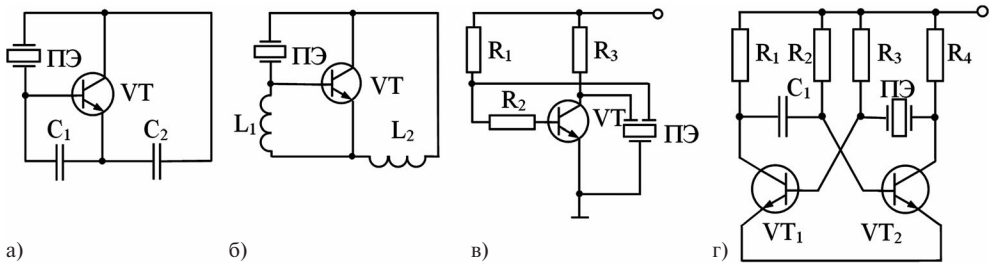


Рис. 4.28. Схемы генераторов на ПЭ: а — схема Колпитца; б — схема Хартли; в — трансформаторная схема Колпитца; г — схема мультивибратора

Для повышения чувствительности пьезоэлектрических датчиков нередко применяют возбуждение резонаторов на высших гармониках. При использовании полевых транзисторов и операционных усилителей с входными каскадами на полевых транзисторах улучшаются условия возбуждения резонаторов [1, 8].

RC-генератор Вина—Робинсона

В качестве частотозадающих элементов в генераторах синусоидальных низкочастотных колебаний могут быть применены RC-цепи в виде полосовых фильтров. Схема такого генератора на основе моста Вина—Робинсона показана на рис. 4.29 [10].

Как известно максимальная добротность RC-фильтров не превышает $1/2$. Полученные в таком генераторе синусоидальные колебания имели бы плохую стабильность частоты.

Для получения хорошей стабильности частоты требуется наличие схемы *ОС*, фазочастотная характеристика которой имела бы в точке перехода через нуль как можно большую крутизну. Таким свойством обладают, например, колебательный контур с высокой добротностью или мост Вина—Робинсона, однако выходное напряжение последнего на резонансной частоте равно нулю. Поэтому для установки в схему автогенератора его несколько расстраивают [10]. Полевой транзистор используется в схеме стабилизации выходного напряжения.

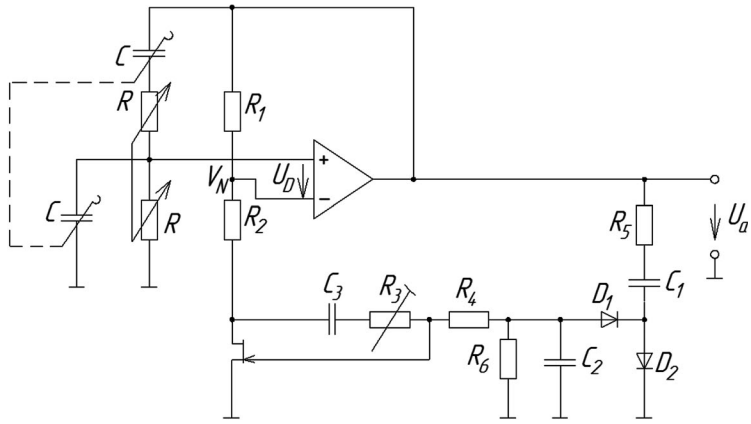


Рис. 4.29. Схема генератора с мостом Вина—Робинсона

Функциональные генераторы

Функциональные генераторы — это генераторы сигналов специальной формы. Наиболее распространены генераторы сигналов треугольной и прямоугольной формы. На рис. 4.30 приведена схема простого генератора треугольного и прямоугольного сигналов. Частота этого генератора

$$f = \frac{1}{4RC} \cdot \frac{R_2}{R_1}.$$

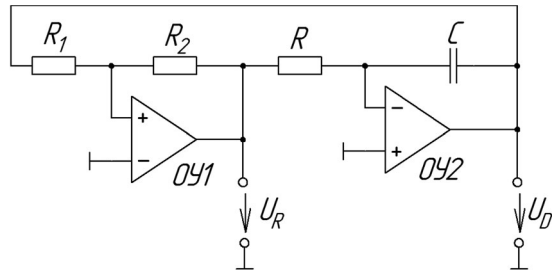


Рис. 4.30. Генератор на триггере Шмитта

Интегратор на операционном усилителе ОУ2 интегрирует имеющееся на выходе триггера Шмитта (ОУ1) постоянное напряжение. Когда напряжение интегратора достигнет порога срабатывания триггера Шмитта, напряжение на выходе триггера Шмитта скачком меняет свой знак. Вследствие этого напряжение на выходе интегратора начинает изменяться в противоположную сторону, пока не достигнет другого порога срабатывание триггера Шмитта.

Изменяя постоянную интегрирования, можно в широких пределах перестраивать частоту формируемого напряжения [10].

Еще одна схема генератора прямоугольного напряжения показана на рис. 4.31 [14].

Этот генератор собран на логических элементах микросхемы К176ЛА7.

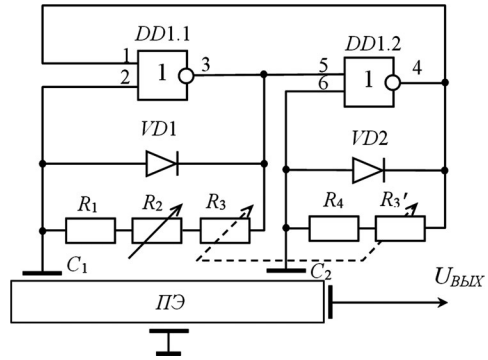


Рис. 4.31. Схема генератора прямоугольных импульсов

Литература

1. Альтшуллер Г.Б., Ефимов Н.Н., Шакулин В.Г. Кварцевые генераторы. — М: Энергоатомиздат, 1989. — 272 с.
2. Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы. — М.: Радио и связь, 1986. — 512 с.
3. Гутников В.С. Интегральная электроника в измерительных устройствах. — Л.: Энергоатомиздат, 1988. — 304 с.
4. Каплан Л., Уайт К. Практические основы аналоговых и цифровых схем. — М.: Техносфера, 2006.
5. Крекрафт Д. Аналоговая электроника. — М.: Техносфера, 2006.
6. Левшина Е.С., Новицкий П.В. Электрические измерения физических величин (Измерительные преобразователи). — Л.: Энергоатомиздат, 1983. — 320 с.
7. Макаров И.М., Менский Б.М. Линейные автоматические системы (элементы теории, методы расчета и справочный материал). — М.: Машиностроение, 1977.— 464 с.
8. Малов В.В. Пьезорезонансные датчики. — М.: Энергоатомиздат, 1989. — 272 с.
9. Пейтон А.Дж., Волш В. Аналоговая электроника на операционных усилителях. — М.: БИНОМ, 1994. — 124 с.
10. Титце У., Шенк К. Полупроводниковая схемотехника: Справочное руководство. Пер. с нем. — М.: Мир, 1983. — 512 с.
11. Фрайден Дж. Современные датчики. М.: Техносфера, 2005. — 592 с.
12. Хоровиц П., Хилл У. Искусство схемотехники. В 3-х т. Пер. с англ. 4-е изд. перераб. и доп. — М.: Мир, 1993.
13. Шарапов В.М., Мусиенко М.П., Шарапова Е.В. Пьезоэлектрические датчики. — М.: Техносфера, 2006. — 632 с.
14. Шарапов В.М., Минаев И.Г., Мусиенко М.П. Теория автоматического управления. — Черкассы: ЧГТУ, 2005. — 200 с.
15. Электрические измерения неэлектрических величин / Под ред. П.В. Новицкого. — Л.: Энергия, 1977.
16. Пьезоэлектрические акселерометры и усилители: Справочник по теории и эксплуатации. Дания, 1987.
17. www.analog.com.
18. www.national.com.
19. www.onsemi.com.
20. www.terraelectronica.ru.
21. www.micro-m.ru.
22. www.thermooptics.com.
23. www.platan.ru.
24. www.autex.spb.ru.
25. www.sea.com.ua.
26. www.vdmais.kiev.ua.
27. www.ti.com.

ГЛАВА 5

УПРУГИЕ ЭЛЕМЕНТЫ ДАТЧИКОВ

5.1. Основные разновидности и расчетные соотношения

Назначение и классификация. Упругими элементами называют детали, основным рабочим свойством которых является способность изменять свои размеры под действием нагрузки и восстанавливать первоначальную форму после снятия нагрузки. Одной из главных функций упругих элементов является преобразование нагрузок в механические перемещения. Все многообразие упругих элементов по назначению можно разделить на следующие группы [1—9]:

— ***силоизмерительные,*** служащие для измерения сосредоточенных сил и моментов (плоские, спиральные и винтовые цилиндрические пружины);
— ***манометрические,*** применяемые для измерения давления жидких и газообразных сред (мембраны, сильфоны и трубчатые пружины);
— ***термоизмерительные,*** предназначенные для измерения температуры (биметаллические пластины, мембраны, сильфоны и трубчатые пружины);
— ***силовые,*** используемые в качестве источников механической энергии для приведения в движение деталей механизмов (спиральные заводные и винтовые цилиндрические пружины);
— ***кинематические,*** обеспечивающие перемещение одной детали относительно другой в заданном направлении (плоские пружины, мембраны и сильфоны);
— ***компенсаторные,*** устраняющие зазоры между деталями, люфты и мертвые ходы в передаточных механизмах (плоские, винтовые цилиндрические и тарельчатые пружины);
— ***разделительные,*** служащие для разделения двух сред с разными физическими параметрами (мембраны, сильфоны);
— ***амортизаторы,*** защищающие различные устройства от воздействия вибраций, ударов и тряски (резинометаллические упругие элементы, фасонные витые пружины).

Из приведенного перечня следует, что каждый тип упругого элемента может иметь несколько назначений.

С учетом конструктивных особенностей и технологии изготовления упругие элементы можно разделить на две основные группы:

— ***стержневые,*** изготавливаемые из проволоки и ленты;
— ***оболочки,*** получаемые из листа и трубок-заготовок. Амортизаторы представляют собой соединение резиновых массивов с металлическими деталями, которые в ряде конструкций могут работать совместно со стержневыми упругими элементами. Конструктивно-технологические особен-

ности упругих элементов определяют методику их расчета с целью отыскания оптимальных размеров и геометрических форм.

Упругие преобразователи получили широкое распространение в качестве первичных преобразовательных элементов датчиков различных физических величин, например, динамометров, виброметров, акселерометров. Входной величиной таких преобразователей может быть сосредоточенная сила, крутящий момент, давление газа или жидкости. Выходной величиной, как правило, является деформация тела самого преобразователя, воспринимаемая последующим преобразовательным элементом, естественной входной величиной которого является механическое перемещение (в реостатных, емкостных, индуктивных преобразователях) или механическое напряжение (в тензорезистивных преобразователях) [5].

В зависимости от вида и значения входных преобразуемых механических воздействий упругие элементы, как преобразователи механических величин, подразделяют на преобразователи сил, давлений и преобразователи крутящих моментов.

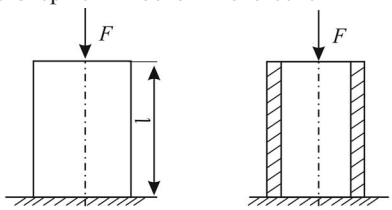
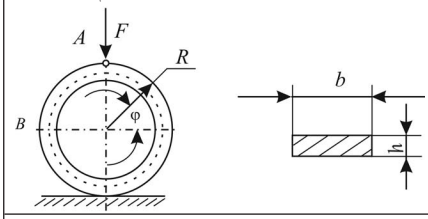
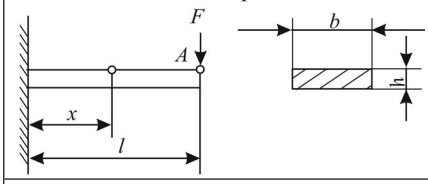
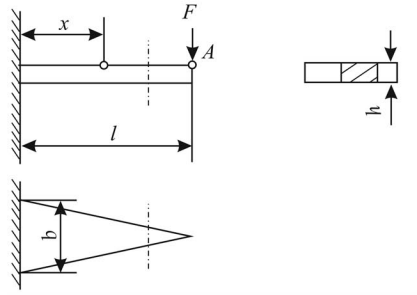
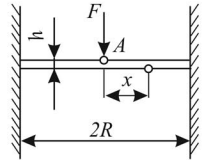
Стержневые упругие элементы. Из упругих преобразователей сил наибольшее распространение получили стержни (табл. 5.1). Это объясняется простотой их изготовления, возможностью достижения высокой точности геометрических размеров. Стержневые упругие элементы обладают малой чувствительностью и применяются для преобразования больших усилий (свыше 10кН). Для повышения чувствительности стержневые элементы выполняются полыми. Следует, однако, отметить, что уменьшение толщины стенки таких элементов ограничено технологическими возможностями и эксплуатационными особенностями, а пределы преобразуемых усилий таких преобразовательных элементов обычно не ниже 0,5 кН.

Общим недостатком стержневых упругих элементов является малое значение выходных перемещений, из-за чего они могут применяться лишь в тензорезистивных датчиках. Другим недостатком стержневых упругих элементов является неидентичность их преобразовательных характеристик при работе на сжатие и растяжение [5, 8].

Кольцевые упругие элементы. Определенные преимущества перед стержневыми имеют кольцевые упругие элементы. Они обладают достаточно большими выходными перемещениями, что дает возможность их использования в емкостных, индуктивных и других датчиках. Кольцевые упругие элементы более чувствительны и могут быть применены для преобразований усилий от нескольких десятков Н до единиц кН.

Особенностью кольцевых упругих элементов является наличие зон деформаций сжатия и зон деформаций растяжения, на которые могут устанавливаться тензорезисторы. Недостатком таких элементов является неравномерность распределения напряжений в зонах деформаций. Для более равномерного распределения применяют кольца переменного сечения. Хотя кольцевые элементы менее технологичны, чем стержневые, они широко используются в тех случаях, когда стержневые элементы не обеспечивают нужной чувствительности или когда в качестве выходной величины упругого элемента должно быть перемещение, а не деформация.

Таблица 5.1. Основные соотношения для расчета механических упругих преобразователей сил [6—8]

Форма преобразовательного элемента	Относительная деформация ε	Прогиб, м
1. Стержень постоянного сечения 	продольная $\varepsilon_l = \frac{F}{S_q E}$; поперечная $\varepsilon_q = \frac{\mu}{S_q E} F$	–
2. Кольцо постоянного сечения 	При R/h >>1 $\varepsilon_{нар} = +\frac{R}{Eh^2 b}(1{,}9 - 3\cos\varphi)F$ $\varepsilon_{вн} = -\frac{R}{Eh^2 b}(1{,}9 - 3\cos\varphi)F$	$\delta_A = -1{,}79\frac{R^3}{Eh^3 b}F$ $\delta_B = +1{,}64\frac{R^3}{Eh^3 b}F$
3. Консольная балка равного сечения 	$\varepsilon_A = 0$ $\varepsilon_X = \frac{6(l-x)}{Eh^2 b}F$	$\delta_A = \frac{4l^3}{Eh^3 b}F$ $\delta_X = \frac{6x^2}{Eh^3 b}\left(l - \frac{x}{3}\right)F$
4. Консольная балка равного сопротивления изгибу 	$\varepsilon = \frac{6l}{Eh^2 b}F$	$\delta_A = \frac{6l^3}{Eh^3 b}F$ $\delta_X = \delta_A\frac{x^3}{l^3} = \frac{6x^3}{Eh^3 b}F$
5. Мембрана постоянного сечения 	$\varepsilon_R = \frac{0{,}478}{Eh^2}(1-\mu^2)\times$ $\times\left[\ln\frac{R}{x} - 1\right]F$ $\varepsilon_\varphi = \frac{0{,}478}{Eh^2}(1-\mu^2)\ln\frac{R}{x}F$	$\delta_A = \frac{3(1-\mu^2)}{4\pi}\frac{R^2}{Eh^3}F$

Балочные упругие элементы. Наиболее чувствительными к воздействию силы являются балочные упругие элементы. Они технологичны, деформации сжатия и растяжения в них практически идентичны. Недостатком балочных упругих элементов является необходимость жесткой заделки одного конца балки, трудности фиксации точки и направления приложения силы. Поэтому они применяются только для преобразований малых усилий (до 50 Н), когда другие упругие элементы не обеспечивают необходимой чувствительности. Распределение напряжений в балке равномерного сечения неравномерное. Для получения равномерного распределения напряжений применяют так называемую балку равного сопротивления изгибу.

Основные зависимости между приложенным к упругому элементу усилием и его деформацией или прогибом приведены в табл. 5.1, где приняты следующие обозначения: F — прикладываемое усилие; δ_A, δ_B, δ_X — прогиб соответствующей точки упругого элемента; ε_l, ε_q — относительные продольная и поперечная деформации; ε_A, ε_X — относительные деформации в соответствующих точках упругой балки; ε_R, ε_φ — радиальная и окружная деформации упругого кольца; S_q — площадь поперечного сечения упругого элемента; E — модуль упругости; μ — коэффициент Пуассона; ρ — плотность.

Из приведенных в табл. 5.1 выражений следует, что относительная деформация упругих элементов в общем случае не является постоянной по длине преобразователя. Исключение составляет лишь консольная балка равного сопротивления изгибу. Поэтому в тех случаях, когда упругий элемент является первичным преобразователем тензорезистивных датчиков, расчитанные по приведенным в таблице формулам значения относительных деформаций могут быть использованы только тогда, когда база тензорезистора, устанавливаемого на упругий элемент, пренебрежительно мала по сравнению с длиной упругого элемента. Если это условие не выполняется, то необходимо определять средние значения относительной деформации, соответствующие длине базы тензорезистора и месту его установки на упругом элементе.

Вопросы согласования размеров упругих элементов и базы тензорезисторов приобретают особое значение при проектировании кольцевых упругих элементов и жестко закрепленных мембран постоянного сечения. Дело в том, что под действием преобразуемой силы в этих упругих элементах возникают как деформации напряжения сжатия, так и деформации напряжения растяжения (рис. 5.1). Поэтому геометрические размеры таких упругих элементов должны быть подобраны так, чтобы зоны деформации одного знака были не меньше базы тензорезистора. При этом тензорезисторы будут устанавливаться на упругом элементе в пределах длины зоны деформации одного знака.

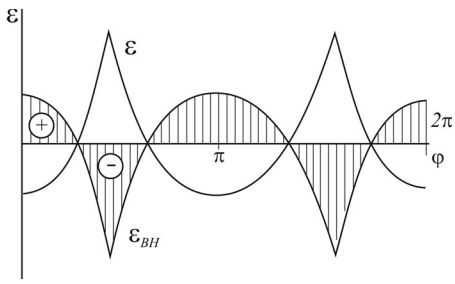


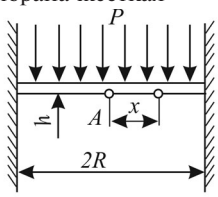
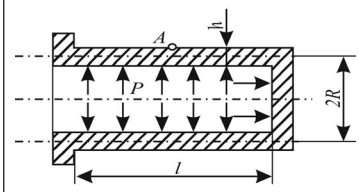
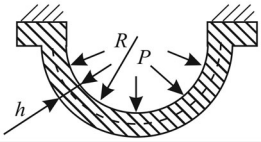
Рис. 5.1. Эпюры распределения деформаций в кольцевом упругом элементе

Мембраны. Чаще всего размеры кольцевого упругого элемента выбирают так, чтобы длина зоны деформации одного знака равнялась длине базы тензорезистора. В этом случае обеспечиваются наилучшие условия крепления тензо-

резистора на упругом элементе, так как тензорезистор может быть укреплен в двух крайних точках, напряжения деформации в которых равны нулю.

В качестве упругих преобразователей давления используются обычно жесткие мембраны, цилиндрические и полусферические оболочки (табл. 5.2) и другие упругие элементы. Наиболее распространенным упругим преобразователем давления является мембрана. Она может использоваться как преобразователь давления в деформацию и как преобразователь давления в перемещение. В последнем случае выходной величиной обычно бывает перемещение центра мембраны. При использовании деформации в качестве информативного параметра выходного сигнала мембраны следует иметь в виду наличие зон деформации сжатия и зон деформации растяжения (рис. 5.2).

Таблица 5.2. Основные соотношения для расчета механических упругих преобразователей давления

Форма преобразовательного элемента	Относительная деформация ε	Прогиб, м
1. Мембрана жесткая 	$\varepsilon_R = \frac{0{,}375R^2}{Eh^2}(1-\mu^2)(1-3\frac{x^2}{R^2})P;$ $\varepsilon_\varphi = \frac{0{,}375R^2}{Eh^2}(1-\mu^2)(1-\frac{x^2}{R^2})P$	$\delta_A = \frac{3(1-\mu^2)R^4}{16Eh^2}P$
2. Цилиндрическая оболочка 	$\varepsilon_{lA} = \frac{0{,}5R}{Eh}(1-2\mu)P;$ $\varepsilon_{\varphi A} = \frac{0{,}5R}{Eh}(2-\mu)P$	–
3. Полусферическая оболочка 	$\varepsilon = \frac{0{,}5R}{Eh}(1-\mu)P$	–

Рекомендации по выбору геометрических размеров мембраны в этом случае будут такими же, как и для мембран, предназначенных для преобразований усилий. Как видно из табл. 5.2, жесткая мембрана обладает большими возможностями регулирования чувствительности. Действительно, относительная деформация при прочих равных условиях равна отношению квадрата

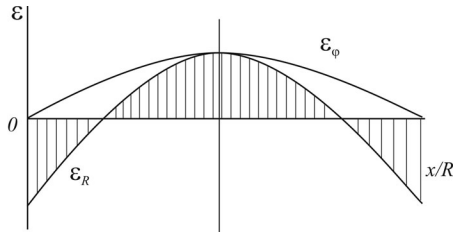


Рис. 5.2. Эпюры распределения деформаций в жесткой мембране

радиуса к квадрату толщины, следовательно, небольшие изменения геометрических размеров позволяют получать значительные изменения относительной деформации. В других упругих элементах относительная деформация определяется первой степенью этого отношения.

Жесткие мембраны находят также широкое применение как преобразователи давлений, создаваемых жидкими средами. В этом случае частота собственных колебаний может быть определена как

$$f_c = \frac{f_0}{\sqrt{1 + 0{,}66\dfrac{\delta_c R}{\delta h}}}, \tag{5.1}$$

где δ и δ_c — плотность материала мембраны и среды.

Для преобразований очень больших давлений используют обычно мембрану с жестким центром. Такой преобразователь состоит из двух преобразовательных элементов. Это собственно мембрана, преобразующая давление в сосредоточенную силу, и полый стержень, испытывающий деформацию под действием этой силы. Для анализа работы мембраны с жестким центром могут быть использованы основные расчетные соотношения, приведенные для мембраны и для полого стержня.

Полусферические, цилиндрические и другие оболочки как упругие элементы применяют лишь для построения специальных датчиков, когда, например, применение мембран исключается требованиями конструкции (в частности, если к конструкциям предъявляются высокие требования по прочности). Этим требованиям наиболее полно удовлетворяет сферический упругий элемент.

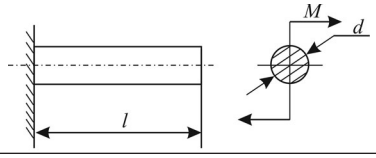
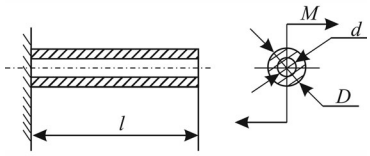
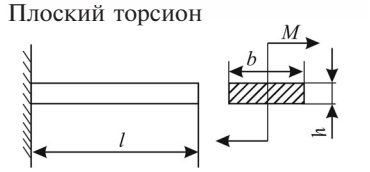
Сильфоны. В датчиках давлений применяют также сильфоны [8]. Металлический сильфон представляет собой гофрированную трубку из упругого эластичного материала, один конец которой заканчивается фланцем (с этой стороны подводится преобразуемое давление), а другой — плоским дном. Сильфоны отличаются малой жесткостью и имеют низкую стабильность нуля. Поэтому они используются чаще не как чувствительные элементы, а как нежесткие разделители сред в сочетании с надежными и точными упругими элементами более высокой жесткости.

Преобразователи крутящих моментов. В табл. 5.3 приведены основные конструктивные разновидности упругих преобразователей крутящих моментов, а также расчетные соотношения для определения механических напряжений и жесткости в зависимости от геометрических размеров упругих элементов и входных крутящих моментов.

Как видно из приведенных расчетных соотношений, максимальный угол закручивания (угол закручивания свободного конца упругого элемента) при прочих равных условиях обратно пропорциональный диаметру вала в четвертой степени, толщине плоского торсиона в кубе и т.д. Это и определяет хорошие возможности регулирования чувствительности в широких пределах. Угол закручивания таких преобразователей обратно пропорционален модулю сдвига.

Следует отметить, что вопросы проектирования механических упругих преобразователей представляют собой сложную задачу, успешное решение которой возможно лишь при выполнении соответствующих технологических, конструктивных и других требований, изложенных в [1, 5—8].

Таблица 5.3. Основные соотношения для расчета механических упругих преобразователей крутящих моментов

Форма преобразовательного элемента	Максимальный угол закручивания, рад	Механическое напряжение, Н/м^2
1. Сплошной вал 	$\varphi = \frac{32Ml}{\pi d^4 G}$	$\tau = \frac{16M}{\pi d^3}$
2. Полый вал 	$\varphi = \frac{32Ml}{\pi(D^4 - d^4)G}$	$\tau = \frac{16MD}{\pi(D^4 - d^4)}$
1. Плоский торсион 	$\varphi = \frac{16ML}{bh^3\left[5{,}3 - 4{,}0\frac{h}{b}\left(1 - \frac{h^4}{12b^4}\right)\right]G}$ $\varphi_{b=h} = \frac{7{,}11Ml}{b^2G}$	$\tau = \frac{(3b + 1{,}8h)M}{b^2h^2}$ $\tau_{b=h} = \frac{4{,}8M}{b^3}$

5.2. Материалы упругих элементов

Поскольку упругий элемент является составной частью измерительного преобразователя и оказывает непосредственное влияние на его метрологические характеристики, основные параметры материалов упругих элементов должны обладать высокой стабильностью в широких пределах изменения влияющих факторов.

Важнейшими параметрами материалов упругих элементов являются модуль упругости и модуль сдвига, значения которых должны не зависеть (или пренебрежительно мало зависеть) от температуры, рабочих нагрузок, времени, вибраций.

К сожалению, идеальных материалов нет. В частности, для всех сплавов модуль упругости значительно зависит от температуры. В общем случае эта зависимость нелинейная. Однако у некоторых материалов в широких пределах изменения температуры она практически линейная. Таким материалам во многих случаях отдают предпочтение, так как в этом случае температурная погрешность за счет изменения модуля упругости может быть учтена или скомпенсирована введением в преобразователь соответствующего термокомпенсирующего звена. Практически линейную зависимость модуля упругости от температуры в пределах от – 200 до + 600 °С имеют стали 36НХТЮ и бронзы БрБ2.

Нестабильность во времени модуля упругости связана с процессами последействия, происходящими в материале после его механической или термической обработки, в результате которой в материалах возникают механические

напряжения. Незначительные остаточные напряжения возникают, в частности, в стали 36НХТЮ и бронзе БрБ2, обладающих высокой пластичностью в закаленном состоянии. Поэтому указанные сплавы имеют наименьшую временную нестабильность модуля упругости.

Большое значение для упругих преобразователей имеет ***линейность нагрузочной характеристики***, т.е. зависимости модуля упругости от рабочей нагрузки. Максимальное значение преобразуемого сигнала при прочих равных условиях определяется пределом текучести $\sigma_{0,2}$ материала. Чем выше предел текучести, тем больше допустимое значение преобразуемого сигнала, при котором сохраняется линейная зависимость деформаций от преобразуемых усилий. Сравнительно высокие пределы текучести у шарикоподшипниковой стали ШХ15, конструкционной стали 30ХГСА, стали 36НХТЮ, бронзы БрБ2 и других сплавов (табл. 5.4).

Таблица 5.4. Основные характеристики некоторых материалов для упругих элементов

Марка	Предел		Модуль		Температурный коэффициент		Плотность c, мг/м^3	Область применения
	прочности σ_B, МПа	текучести $\sigma_{0,2}$, МПа	упругости E, ГПа	сдвига G, ГПа	модуля упругости α_E, 10^{-6} 1/К	линейного расширения α_l, 10^{-6} 1/К		
Сталь 65Г (ГОСТ 1050-74)	980	800	200	82	–	13,5	7,81	Пружины и упругие элементы, работающие на изгиб
Сталь 36НХТЮ (ЭИ702)	1127... ...1225	780... ...980	176... ...196	68	-(200... ...250)	12... ...14	7,9	Упругие элементы, работающие до температуры 400...500 °С, а также в агрессивных средах
(ГОСТ 14117-69) Сталь 36НХТЮМ8 (ЧМТУ/ ЦНИИЧМ 741-62)	1372... ...1470	1078... Л127	196... ...274	78	-(200... ...250)	12... ...14	8,3	Упругие элементы, работающие до температуры 400...500° С, а также в агрессивных средах
Сталь 40НКХТЮМ (ВТУ 187—62)	1372... ...1470	1078... ...1176	206... ...217	–	–	14... ...16	8,5	Упругие чувствительные элементы, работающие при высоких давлениях и температурах до 550 °С
Сплав нихромовый Н41ХТА	1400	1250	180	–	-20	8	7,9	Упругие элементы, работающие при знакопеременных нагрузках
Ниобиевый сплав 55БТЮ	1058	1029	98... ...108	–	-(70... ...80)	8,7	–	Упругие элементы с немагнитными свойствами
Элинвар ЭП218	1225... ...1274	833... ...980	176... ...196	–	-5,0	7,0	–	Упругие элементы наивысшей точности

Продолжение табл. 5.4

Марка	Предел		Модуль		Температурный коэффициент		Плотность с, мг/м^3	Область применения
	прочности $\sigma_в$, МПа	текучести $\sigma_{0,2}$, МПа	упругости E, ГПа	сдвига G, ГПа	модуля упругости α_E, 10^{-6} 1/К	линейного расширения α_l, 10^{-6} 1/К		
Сталь ШХ15	2200	1700	210	–	–	12,0	7,8	Упругие элементы повышенной точности для нормальных усло вий
Титановый сплав Втб	1000	900	120	–	-360	8,4	4,3	Уругие элементы повышенного быстродействия
Бронза БрБ2 (ГОСТ 18175-72)	1300... ...1400	840... ...1200	128	–	-240	15,8	8,23	Пружины и упругие элементы для нормальных условий
Латунь Л63 (ГОСТ 15527-70)	380	110	105	–	-480	18,8	8,43	Инерционные массы
Латунь ЛС59-1 (ГОСТ 15527—70)	40	15	105	–	–	21,0	8,65	То же
Алюминиево-магниевый сплав АМгб	350	160	70	–	-1700	24,0	2,64	Упругие элементы малой массы, повышенной прочности, но низкой точности

В некоторых случаях к материалам механических преобразовательных элементов предъявляются специфические требования. Например, упругий элемент должен обладать минимальной массой. В этом случае при несколько сниженных требованиях к точностным характеристикам можно выбрать алюминиевый сплав АМг6 или сплав титана ВТ6. Для инерционной массы, когда требуется сплав высокой плотности, следует выбирать сплав меди с цинком – латунь. Латунь обладает высоким литейным свойством, ковкостью, легко обрабатывается механически, легко поддается пайке и сварке. К недостаткам латуни следует отнести низкие упругие свойства.

В последнее время для изготовления механических упругих элементов стали применять неметаллические материалы, в частности кварцевое стекло [6], обладающее следующими свойствами: модуль упругости — 14,5 ГПа; коэффициент Пуассона — 0,17...0,19; предел прочности при сжатии — 650, при растяжении – 60, при изгибе — 110 МПа; температурный коэффициент — 0,5 10^{-6} 1/К; допустимое значение рабочей температуры — 1100 °С. Кварцевое стекло, в отличие от большинства металлов, имеет положительный температурный коэффициент модуля упругости. Тот факт, что кварцевое стекло хорошо поддается механической, ультразвуковой, электронно-лучевой и другим видам обработки, делает его весьма перспективным для создания разнообразных преобразовательных элементов датчиков неэлектрических величин.

5.3. Статические и динамические характеристики упругих элементов

Основными требованиями, которые предъявляются к упругим элементам в статическом режиме их работы, являются линейность функции преобразования (градуировочной характеристики), неизменность статических характеристик под действием влияющих факторов (в частности, температуры), стабильность этих характеристик во времени и др.

В общем случае ***функция преобразования*** упругого элемента без учета таких факторов, как механический гистерезис, вязкое и упругое последействие, имеет вид (рис. 5.3, *а*)

$$x_{вых} = a_1 F_{вх} + a_2 F_{вх}^2 + a_3 F_{вх}^3 + \ldots + a_n F_{вх}^m, \qquad (5.2)$$

где $F_{вх}$ — входное преобразуемое воздействие; $x_{вых}$ — выходная величина (перемещение либо деформация); a_i — постоянные коэффициенты.

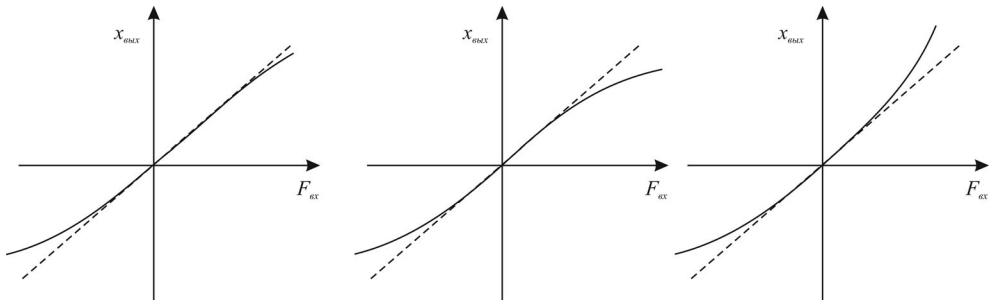


Рис. 5.3. Функции преобразования механических упругих преобразователей

Большинство механических упругих преобразователей относится к симметричным, т.е. испытывающим симметричные деформации при действии преобразуемых усилий как одного, так и другого знака. Наличие симметрии при упругой деформации обеспечивает и симметрию функции преобразования, описываемую уравнением с нечетными степенями при F_m (рис. 5.3, *б)*. Преимущество симметричных преобразователей заключается в том, что два идентичных преобразователя с нелинейной, но симметричной функцией преобразования, работающие в дифференциальном режиме, обеспечивают практически линейную функцию преобразователя в относительно широких пределах значений преобразуемой величины.

Несимметричная функция преобразования (конические пружины и другие несимметричные механические упругие элементы), описываемая уравнением с четными степенями при $F_{вх}$ (рис. 5.3, *в*), неудобна как для ее линеаризации в дифференциальном режиме работы двух идентичных преобразователей, так и использования других методов линеаризации.

Одним из основных условий практической линейности функции преобразования упругого элемента является обеспечение режима его работы, при котором напряжения в материале не превышают 200...250 МПа. Для получения более широкого диапазона преобразований без заметного ухудшения линейности функции преобразования расчетный предел допустимых напряжений может быть увеличен до значения, равного примерно половине предела пропорциональности.

При оценке метрологических характеристик упругих преобразователей следует учитывать такие свойства материалов, как механический гистерезис, ползучесть (вязкое последействие), упругое последействие.

Одним из основных источников погрешностей упругих элементов является зависимость упругих свойств материала от температуры. При этом изменение температуры ведет, с одной стороны, к изменению модуля упругости и модуля сдвига, а с другой — к изменению геометрических размеров.

Для оценки ***температурных погрешностей*** запишем основные соотношения для жесткости отдельных видов упругих преобразователей.

Жесткость консольных упругих элементов и балок

$$W_{\mathrm{T}} = k_1 \frac{GD^4}{l}, \tag{5.3}$$

а жесткость торсионных упругих элементов

$$W_{\mathrm{T}} = k_2 \frac{GD^4}{l}, \tag{5.4}$$

где k_1, k_2 — постоянные коэффициенты.

При изменении температуры на $\Delta\theta$ жесткости этих элементов станут соответственно

$$W_k' = k_1 \frac{Eh^3 b(1 + \alpha_E \Delta\theta)(1 + \alpha_l \Delta\theta)}{l^3}; \tag{5.5}$$

$$W_{\mathrm{T}}' = k_2 \frac{ED^4 (1 + \alpha_G \Delta\theta)(1 + \alpha_l \Delta\theta)}{l}, \tag{5.6}$$

а относительные изменения жесткости при пренебрежении величинами высших порядков малости:

$$\delta W_k = (\alpha_E + \alpha_l)\Delta\theta; \tag{5.7}$$

$$\delta W_{\mathrm{T}} = (\alpha_G + 3\alpha_l)\Delta\theta, \tag{5.8}$$

где α_E, α_G — температурные коэффициенты модуля упругости и модуля сдвига; α_l — температурный коэффициент линейного расширения (допускается отсутствие анизотропии).

Следует отметить, что для большинства материалов температурный коэффициент модуля упругости и модуля сдвига примерно на порядок выше температурного коэффициента линейного расширения. В этом случае для консольных упругих элементов изменением линейных размеров при изменении температуры можно пренебречь. Однако в торсионных упругих элементах, температурная погрешность которых определяется коэффициентом $3\alpha_l$, с этой составляющей температурной погрешности нельзя не считаться.

Для оценки ***динамических характеристик*** упругих элементов считают механический упругий преобразователь (рис. 5.4, *а*) в первом приближении линейной системой второго порядка

$$m\frac{d^2y}{dt^2} + P_y\frac{dy}{dt} + Wy = F(t), \tag{5.9}$$

где $F(t)$ — входное преобразуемое воздействие; y — перемещение, вызванное этим воздействием; m — масса подвижной части преобразователя; P_y — коэффициент успокоения; W — жесткость.

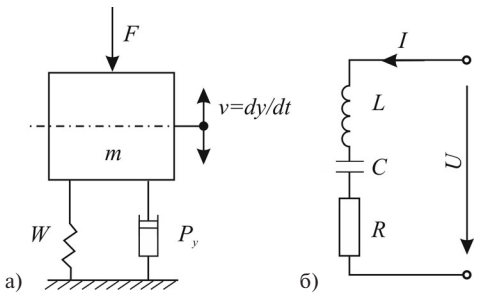


Рис. 5.4. Механический упругий элемент как динамическая система и его электрическая аналогия

Согласно методу электромеханических аналогий (см. гл. 2) механическая система с параллельно соединенными элементами описывается дифференциальным уравнением, аналогичным дифференциальному уравнению электрической цепи с последовательно соединенными элементами (рис. 5.4, *б)*.

Уравнение (5.9) может быть записано в виде

$$\frac{1}{\omega_0^2}\frac{d^2y}{dt^2} + \frac{2\beta}{\omega_0}\frac{dy}{dt} + y = \frac{F(t)}{W}, \tag{5.10}$$

где $\omega_0 = \sqrt{\dfrac{W}{m}}$ — круговая частота собственных незатухающих колебаний; $\beta = \dfrac{P_y}{2\sqrt{Wm}}$ — степень успокоения.

Так как коэффициенты при соответствующих производных являются постоянными времени, равными соответственно $T_1 = \dfrac{2\beta}{\omega_0}$ и $T_2 = \dfrac{1}{\omega_0^2}$, то (5.10) примет вид

$$T_2\frac{d^2y}{dt^2} + T_1\frac{dy}{dt}y = \frac{F(t)}{W}, \tag{5.11}$$

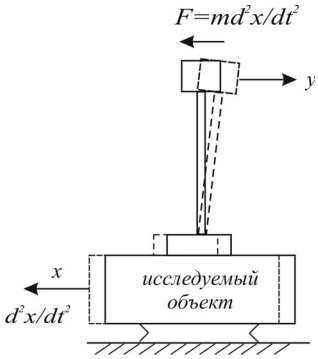


Рис. 5.5. К динамике инерциальной системы

а комплексная частотная характеристика (комплексный коэффициент преобразования) при синусоидальном входном воздействии

$$W(j\omega) = \frac{1}{W}\frac{1}{1 + j\omega T_1 - \omega^2 T_2^2}. \tag{5.12}$$

Разновидностью упругих преобразовательных элементов является ***инерциальная упругая система*** (рис. 5.5), применяемая в качестве первичного преобразовательного элемента одного из типов виброметров и акселерометров.

Дифференциальное уравнение инерциальной системы

$$m\frac{d^2y}{dt^2} + P_y\frac{dy}{dt} + Wy = -m\frac{d^2x}{dt^2}, \tag{5.13}$$

или с учетом принятых выше обозначений

$$\frac{d^2y}{dt^2} + 2\beta\omega_0\frac{dy}{dt} + \omega_0^2 = -\frac{d^2x}{dt^2}, \tag{5.14}$$

где m — инерционная масса; x — преобразуемое перемещение (вибрация) объекта; y — перемещение инерционной массы.

Из последнего уравнения можно определить комплексный коэффициент преобразования или комплексную характеристику

$$W(j\eta) = \frac{\eta^2}{(1-\eta^2) + j2\beta\eta}, \tag{5.15}$$

амплитудно-частотную характеристику

$$A_x(\eta) = \frac{\eta^2}{\sqrt{(1-\eta^2)^2 + (2\beta\eta)^2}}, \tag{5.16}$$

а также фазочастотную характеристику

$$\varphi(\eta) = \operatorname{arctg}\frac{2\beta\eta}{1-\eta^2}. \tag{5.17}$$

Из (5.16) следует, что инерциальная система, предназначенная для преобразований вибраций, должна иметь собственную частоту значительно ниже частоты вибрации исследуемого объекта (рис. 5.6, *а*).

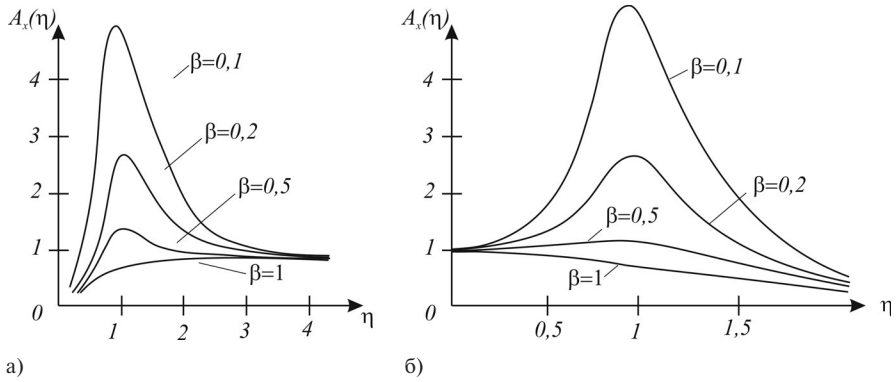


Рис. 5.6. Амплитудно-частотные характеристики инерциальных преобразователей

В этом случае, т.е. при $\eta = \dfrac{\omega}{\omega_0} >> 1$, амплитудно-частотная характеристика примет вид

$$A_x(\eta)\big|_{\eta>>1} = 1, \tag{5.18}$$

фазочастотная характеристика

$$\varphi(\eta)\big|_{\eta>>1} = -180°, \tag{5.19}$$

а перемещение инерционной массы

$$y(t) = -x_{\max} \sin\omega t, \tag{5.20}$$

где $x_{\max}$ — амплитуда колебаний исследуемого объекта.

Следовательно, в этом случае инерционная масса будет колебаться относительно исследуемого объекта и относительно корпуса виброметра, закрепленного на исследуемом объекте с амплитудой, равной амплитуде колебаний исследуемого объекта, но с отставанием по фазе на 180°.

При низких частотах исследуемого объекта, т.е. при $\eta << 1$, амплитудно-частотная и фазочастотная характеристики примут вид

$$A_x(\eta)\big|_{\eta<<1} \approx \eta^2; \quad \varphi(\eta)\big|_{\eta<<1} = \operatorname{arctg} 2\beta\eta, \tag{5.21}$$

а перемещение инерционной массы

$$y = x_{\max} \frac{\omega^2}{\omega_0^2} \sin(\omega t - \varphi) = \frac{1}{\omega_0^2} a_{\max} \sin(\omega t - \varphi), \tag{5.22}$$

где $a_{\max} = x_{\max}\omega^2$ – амплитуда ускорения исследуемого объекта.

Следовательно, при $\frac{\omega}{\omega_0} << 1$ инерционная масса будет колебаться с амплитудой $A_{a,}$ пропорциональной ускорению исследуемого объекта в масштабе $\frac{1}{\omega_0^2}$ (рис. 5.6, *б)*. Этот режим работы инерциальной системы используется в преобразователях ускорения (см. гл. 13).

Как видно из рассмотренных выше уравнений, динамические свойства механических упругих преобразователей полностью определяются массой его подвижной части, жесткостью, частотой собственных колебаний и коэффициентом успокоения, т.е. конструктивными параметрами преобразователя.

Степень успокоения механических упругих преобразователей, как следствие внутреннего трения, обычно не превышает значения β = 0,04...0,06. Для обеспечения более высоких степеней успокоения применяют успокоители. При малых размерах достаточно большие силы успокоения могут быть получены в таких конструкциях воздушных успокоителей (рис. 5.7, *а, б),* в которых при

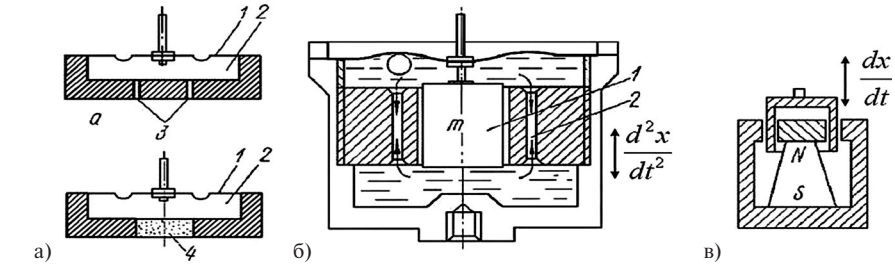


Рис. 5.7. Разновидности успокоителей

движении подвижной части воздух из камеры успокоителя *2* проталкивается через капиллярные отверстия *3* в корпусе преобразователя или через поры вставки *4* из специальной пористой керамики. Так как вязкость воздуха слабо зависит от температуры, то температурная стабильность коэффициента успокоения такого преобразователя очень высока. Кроме того, ввиду ничтожно малой плотности воздуха по сравнению с плотностью упругого элемента при воздушном успокоении отсутствует влияние массы воздуха на эффективную массу подвижной части преобразователя [7].

Основным преимуществом жидкостных успокоителей является практически неограниченная возможность получения любых сил успокоения при очень малом объеме успокоителя. На рис. 5.7, *в* схематически показана конструкция акселерометра с жидкостным успокоителем. При колебаниях подвижной части *1* происходит перераспределение жидкости между верхней и нижней камерами через узкие каналы *2*. В зависимости от площади сечения этих каналов при прочих равных условиях можно получить большую или меньшую степень успокоения.

В устройствах с механическими упругими элементами могут применяться также магнитоиндукционные успокоители (рис. 5.7, *г*), отличающиеся достаточно высокой стабильностью коэффициента успокоения $P_у$, значение которого поддается простому расчету по конструктивным параметрам [7].

Литература

1. Андреева Л.Е. Упругие элементы приборов. — М.: Машиностроение, 1981. — 392 с.
2. Водяник В.И. Эластичные мембраны. — М.: Машиностроение, 1974. — 136 с.
3. Заплетохин В.А. Конструирование деталей механических устройств: Справочник. — Л.: Машиностроение, 1990. — 669 с.
4. Левшина Е.С., Новицкий П.В. Электрические измерения физических величин: (Измерительные преобразователи). — Л.: Энергоатомиздат, 1983. — 320 с.
5. Осадчий Е.П., Тихонов В.И. и др. Проектирование датчиков для измерения механических величин / Под ред. Е.П. Осадчего. — М.: Машиностроение, 1979. — 480 с.
6. Полищук Е.С. Измерительные преобразователи. — Киев: Вища школа, 1981. — 296 с.
7. Полищук Е.С., Дорожовец М.М., Яцук В.О., Ванько В.М., Бойко Т.Г. Метрология и измерительная техника / Под ред. проф. Е.С. Полищука. — «Бескид-Бт», 2003. — 544 с.
8. Пономарев С.Л., Андреева Л.Е. Расчет упругих элементов машин и приборов. — М.: Машиностроение, 1980. — 208 с.
9. Л.Е. Андреева, А.И. Беседа и др. Сильфоны. Расчет и проектирование. — М.: Машиностроение, 1975. — 156 с.

ГЛАВА 6

ОПТИЧЕСКИЕ ЭЛЕМЕНТЫ ДАТЧИКОВ

6.1. Общие сведения

Свет — это электромагнитные колебания с длинами волн от 1 нм до 1 мм или частотами от 10^{17} до 10^{11} Гц. Оптический диапазон делится на видимый (В), ультрафиолетовый (УФ) и инфракрасный (ИК) (рис. 6.1.).



Рис. 6.1. Шкала электромагнитных волн

Оптическое излучение обусловлено колебаниями входящих в состав веществ электронов и ионов и обладает одновременно волновыми и корпускулярными свойствами. Возникновение оптического излучения связано с изменением энергетических состояний электронов в атоме, а также с колебательным и вращательным движениями молекул, входящих в состав излучающего тела. Различают тепловое (температурное) и люминесцентное излучения.

Тепловое излучение — это излучение, возникающее вследствие теплового возбуждения атомов и молекул и испускаемое всеми телами при любых температурах выше абсолютного нуля. Тепловое излучение тела характеризуется его температурой и является равновесным: убывание энергии, а следовательно, и понижение температуры тела при излучении компенсируется за счет поглощения энергии. Тепловое излучение твердых и жидких тел имеет непрерывный спектр.

Люминесцентное излучение обусловлено возбуждением атомов и молекул вещества за счет любого вида энергии, кроме тепловой: энергии электрического тока, квантов света, химических реакций и т.д. Люминесцентное излучение сохраняется в течение некоторого времени (~10^{-10}с и более, вплоть до нескольких часов) после окончания вызвавшего его возбуждения.

Тепловое и люминесцентное излучения, вызванные спонтанными (самопроизвольными), не согласованными между собой по частоте и фазе переходами частиц с высоких энергетических уровней на более низкие уровни, являются некогерентными и ненаправленными в пространстве. Разновидность люминесцентного излучения — **вынужденное (стимулированное) излучение**, которое

возникает под действием другого (вынуждающего) излучения. Вынужденное излучение характеризуется той же частотой и тем же направлением, что и вынуждающее излучение, а также согласовано с последним по фазе, т.е. оно когерентное, монохроматичное и направленное.

Свойства излучения различаются в зависимости от частотного диапазона.

Ультрафиолетовое излучение (УФ), обладающее наиболее мощными квантами, оказывает интенсивное фотохимическое, биологическое и фотоэлектрическое воздействие. Видимое излучение (свет) непосредственно воспринимается глазом человека и позволяет получать информацию об окружающем мире. Кроме того, видимое излучение обладает значительным фотоэлектрическим и фотохимическим действием. В инфракрасной области (ИК) излучения энергия кванта меньше, чем в УФ и видимой. Для ИК-излучения характерно тепловое действие.

Таблица 6.1. Распределение областей спектра оптического диапазона

Область спектра	Диапазон длин волн λ, мкм	Диапазон частот ν, Гц
Ультрафиолетовая (УФ):	0,005—0,4	$6\cdot10^{16}$—$7{,}5\cdot10^{14}$
вакуумный УФ	0,005—0,185	$6\cdot10^{16}$—$16{,}2\cdot10^{14}$
область С	0,185—0,280	$16{,}2\cdot10^{14}$—$10{,}7\cdot10^{14}$
область В	0,28—0,135	$10{,}7\cdot10^{14}$—$9{,}53\cdot10^{14}$
область А	0,315—0.4	$9{,}53\cdot10^{14}$—$7{,}5\cdot10^{14}$
Видимая:	0,4—0,76	$7{,}5\cdot10^{14}$—$3{,}94\cdot10^{14}$
фиолетовая	0,4—0,455	$7{,}5\cdot10^{14}$—$6{,}6\cdot10^{14}$
синяя	0.455—0,485	$6{,}6\cdot10^{14}$—$6{,}18\cdot10^{14}$
сине-зеленая	0.485—0,505	$6{,}18\cdot10^{14}$—$5{,}94\cdot10^{14}$
зеленая	0.505—0,55	$5{,}94\cdot10^{14}$—$5{,}45\cdot10^{14}$
желто-зеленая	0,55—0,575	$5{,}45\cdot10^{14}$—$5{,}22\cdot10^{14}$
желтая	0,575—0.587	$5{,}22\cdot10^{14}$—$5{,}11\cdot10^{14}$
оранжевая	0,587—0,61	$5{,}11\cdot10^{14}$—$4{,}92\cdot10^{14}$
красная	0,61—0,76	$4{,}92\cdot10^{14}$—$3{,}94\cdot10^{14}$
Инфракрасная (ИК):	0,76—1000	$3{,}94\cdot10^{14}$—$3\cdot10^{11}$
ближняя	0,76—2,5	$3{,}94\cdot10^{14}$—$1{,}2\cdot10^{14}$
средняя	2,5—50	$1{,}2\cdot10^{14}$—$6\cdot10^{14}$
дальняя	50—1000	$6\cdot10^{14}$—$3\cdot10^{11}$

Известны две теории света — корпускулярная (квантовая) и волновая (электромагнитная) **теория света**.

Волновая теория хорошо объясняет дифракцию, интерференцию и поляризацию света. С помощью **квантовой теории** удобно описывать поглощение света, фотоэффект и различные энергетические характеристики излучения. Неко-

торые явления, например, давление света, можно объяснить в рамках как той, так и другой теории [1, 3, 8].

Оптику, рассматривающую вопросы, связанные с природой света и световых явлений, называют **физической**.

На большинстве этапов создания и применения оптических и оптико-электронных приборов удобно пользоваться **лучевой оптикой**, рассматривающей формирование изображения с помощью световых лучей, являющихся независимыми и прямолинейными в однородной среде и преломляющихся (отражающихся) на границах раздела сред с разными оптическими свойствами. Эту оптику называют **геометрической** [1, 3, 8].

В данной главе рассматриваются только те оптические элементы, которые наиболее часто используются в датчиках, при этом для их рассмотрения используется геометрическая оптика.

6.2. Элементы геометрической оптики

Значительная часть вопросов прикладной оптики вполне удовлетворительно может быть разрешена с помощью положений геометрической оптики, хотя в некоторых случаях правильное решение возможно лишь с позиций квантовой и волновой теории света. Геометрическую оптику можно рассматривать как предельный случай физической оптики, когда $\lambda \to 0$.

Под **светящейся точкой** понимают источник излучения, не имеющий размеров. **Световой луч** — это линия, вдоль которой распространяется энергия излучения. Световому лучу в физической оптике соответствует нормаль к поверхности световой волны. **Оптической длиной луча** называют сумму произведений расстояний, последовательно проходимых лучом в различных средах, на показатели преломления соответствующих сред. Если поверхность волны — сфера, то все нормали к ней, а следовательно, и все лучи сходятся в одной точке, а именно в центре сферы. Совокупность таких лучей называется **гомоцентрическим пучком**, т.е. пучком, имеющим общий центр.

Пучок, лучи которого расходятся из общего центра, называется **расходящимся гомоцентрическим пучком**, если же лучи идут по направлению к центру пучка, то пучок называется **сходящимся гомоцентрическим**. Если гомоцентрический пучок распространяется от светящейся точки, находящейся в бесконечности, то он будет параллельным. Центр гомоцентрического пучка, входящего в оптическую систему, называется **предметной точкой**, а центр гомоцентрического пучка, вышедшего из оптической системы, называется **изображением предметной точки**.

Оптической системой в геометрической оптике называют совокупность оптических деталей (призм, линз, зеркал и т.п.), предназначенную для формирования пучков световых лучей.

Любая оптическая деталь ограничивается поверхностью. Поверхности могут быть **плоскими, сферическими, асферическими** и др. Оптическую систему называют **центрированной,** если центры сферических поверхностей или оси симметрии других поверхностей лежат на одной прямой, которую называют **оптической осью**. Любая плоскость, содержащая оптическую ось, называется **меридиональной.**

Законы геометрической оптики

Теория геометрической оптики основана на использовании четырех физических законов [3, 8, 9, 11].

Закон прямолинейного распространения света. Согласно этому закону свет между двумя точками в однородной и изотропной среде (в среде, оптические свойства которой не зависят от положения точки и от направления луча) распространяется по прямой, соединяющей указанные точки.

Закон независимости распространения световых пучков. Сущность закона заключается в том, что отдельные лучи и пучки, встречаясь и пересекаясь друг с другом, не оказывают взаимного влияния. В геометрической оптике считают, что если несколько пучков падают на одну и ту же площадку или сходятся в одной точке, то действия этих пучков складываются. Интерференцией при этом пренебрегают.

Закон отражения света. Если лучи, распространяясь в однородной оптической среде, встречают зеркальные или полированные поверхности, то они полностью или частично отражаются в соответствии с законом отражения, который формулируется следующим образом:

1. Луч падающий *A0,* нормаль к отражающей поверхности в точке падения *N0* и луч отраженный *0A′* лежат в одной плоскости.

2. Угол отражения ε′ по абсолютной величине равен углу падения ε, т.е. ε′ = ε.

3. Луч падающий и луч отраженный обратимы. Следовательно, если падающий луч направить по пути *A′0,* то он отразится в направлении *0A.* Принцип действия зеркал и отражательных призм, используемых в качестве деталей оптических приборов, основан на законе отражения света.

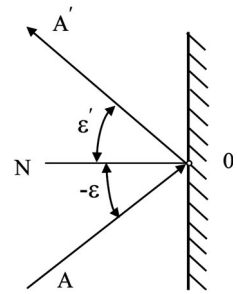


Рис. 6.2. Отражение луча от зеркальной поверхности

Доля света, отраженного от границы под углом ε′, зависит от скорости света в двух смежных средах. Отношение потока отраженного света Φ_ρ к потоку падающего света Φ_o называется **коэффициентом отражения** ρ, который можно выразить через коэффициенты преломления двух сред:

$$\rho = \frac{\Phi_\rho}{\Phi_0} = \left(\frac{n_1 - n_2}{n_1 + n_2}\right)^2. \qquad (6.1)$$

Из этого выражения следует, что коэффициенты отражения и поглощения (излучения) зависят только от коэффициентов преломления материала на определенной длине волны.

Закон преломления света. Лучи света при переходе из одной прозрачной среды в другую на границе их раздела не только частично отражаются, но и преломляются. Установленный Синеллиусом Снеллом и Декартом закон преломления формулируется следующим образом:

1. Луч падающий *A0,* нормаль *N0* к поверхности раздела в точке падения и преломленный луч *0A′* лежат в одной плоскости (рис. 6.3).

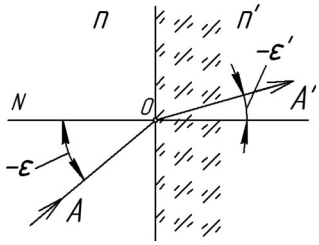


Рис. 6.3. Преломление света на границе двух сред

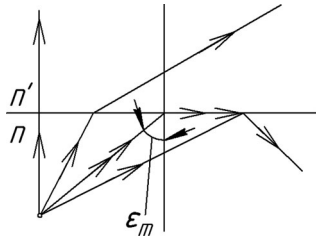


Рис. 6.4. Полное внутреннее отражение лучей

2. Произведение показателя преломления среды на синус угла, образованного лучом с нормалью, считается постоянным при переходе луча из одной среды в другую, т.е.

$$n\sin\varepsilon = n'\sin\varepsilon'. \qquad (6.2)$$

3. Луч падающий и луч преломленный. В тех случаях, когда свет распространяется из более плотной оптической среды в менее плотную ($n' < n$), при определенных значениях углов падения ε_m может произойти явление **полного внутреннего отражения**, заключающееся в том, что пучок не проходит во вторую среду, а отражается от границы их раздела (рис. 6.4).

Предельное значение угла падения ε_m, при котором луч начинает скользить по границе раздела, определяют по формуле

$$\sin\varepsilon_m = n'/n. \qquad (6.3)$$

Явление полного внутреннего отражения широко используется при создании различных оптических деталей, например, отражательных призм, световодов и т.п.

Следует заметить, что закон отражения может быть представлен как частный случай закона преломления при условии $n' = -n$, тогда $\sin\varepsilon = -\sin\varepsilon'$ или $\varepsilon = -\varepsilon'$.

Во всех средах свет распространяется гораздо медленнее, чем в вакууме. **Коэффициент преломления** — это отношение скорости света в вакууме c_0 к скорости света в среде c:

$$n = \frac{c_0}{c}. \qquad (6.4)$$

Поскольку $c < c_0$, коэффициент преломления среды всегда больше единицы. Скорость света в среде зависит от диэлектрической проницаемости среды ε_r, которая, в свою очередь, определяет коэффициент преломления:

$$n = \sqrt{\varepsilon_r}. \qquad (6.5)$$

Как правило, n также является и функцией длины волны. Зависимость коэффициента преломления от длины волны особенно четко проявляется в призме. Одну из таких призм использовал Исаак Ньютон в своих экспериментах при изучении спектра света. В видимом диапазоне спектра коэффициент преломления n часто определяется при длине волны 0,58756 мкм, соответствующей желто-оранжевой линии гелия. В табл. 6.2 приведены коэффициенты преломления некоторых материалов.

Зависимость коэффициента преломления от длины волны называется **дисперсией**. Изменение n с увеличением длины волны обычно происходит очень плавно и часто незаметно, если только длина волны не приближается к области, где материал перестает быть прозрачным. На рис. 6.5. показаны зависимо-

Таблица 6.2. Коэффициенты преломления некоторых материалов для видимого света и ИК излучения [12]

Материал	n	Длина волны, мкм	Примечания
Вакуум	1		—
Воздух	1,00029		—
Акрилат	1,5	0,41	—
AMTIR-($Ge_{33}As_{12}Se_{55}$)	2,6 2,5	1 10	Аморфное стекло
AMTIR-($Ge_{33}Sb_{12}Se_{60}$)	2,6	10	Аморфное стекло
As_2S_3	2,4	8,0	Аморфное стекло
CdTe	2,67	10,6	—
Выращенное стекло	1,52		—
Алмаз	2,42	0,54	Отличная теплопроводность
Расплавленный диоксид кремния (SiO_2)	1,46	35	—
Боросиликатное стекло	1,47	0,7	TEMPAX° Прозрачный: 0,3—2,7 мкм
GaAs	3,13	10,6	Лазерные окна
Германий	4,00	12,0	—
Самое тяжелое кремниевое стекло	1,89	—	—
Тяжелое кремниевое стекло	1,65	—	—
Irtran 2 (ZnS)	2,25	4,3	Окна в IR сенсорах
KBr	1,46	25,1	Гигроскопичен
KC1	1,36	23,0	Гигроскопичен
KRS-5	2,21	40,0	Токсичен
KRS-6	2,1	12	Токсичен
NaCl	1,6	10,6	Гигроскопичен, коррозийный
Полиэтилен	1,54	8,0	Дешевые IR окна/линзы
Полистирол	1,55	—	—
Пирекс 7740	1,47	0,589	Хорошие термические и оптические свойства
Кварц	1,54	—	—
Сапфир ($A1_2O_3$)	1,76	0,576	Химически стойкий
Кремний	3,42	5,0	Окна в IR сенсорах
Бромид серебра (AgBr)	2,0	10,6	Коррозивен
Хлорид серебра (AgCl)	1,9	20,5	Коррозивен
Вода (20 °C)	1,33	—	—
ZnSe	2,4	10,6	IR окна, хрупкий

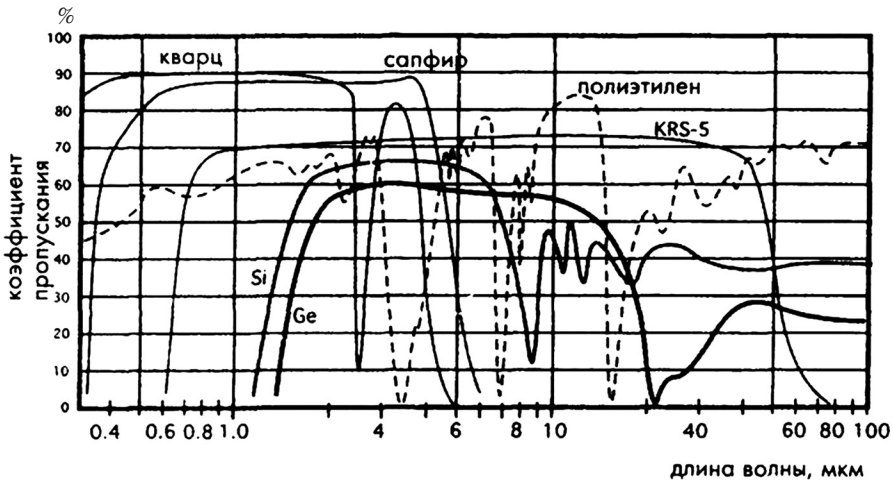


Рис. 6.5. Характеристики пропускания света оптическими материалами [12]

сти коэффициентов пропускания различных оптических материалов от длины волны [12].

Если световой поток входит в объект с коэффициентом преломления n из воздуха, выражение (6.1) упрощается:

$$\rho = \left(\frac{n-1}{n+1}\right)^2. \tag{6.6}$$

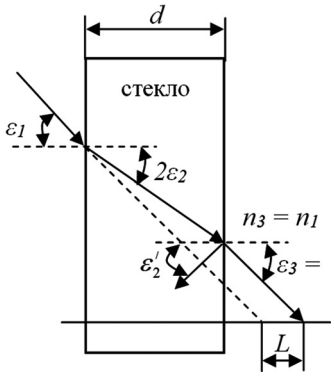


Рис. 6.6. Прохождение света через стеклянную пластину

Как только свет достигает границы среды с коэффициентом преломления n_3 (рис. 6.6), часть его отражается от нее под углом ε_2'. Оставшаяся часть света входит в третью среду под углом преломления ε_3, также определяемого законом Снелла. Если среды 1 и 3 с обеих сторон пластины из второго материала (например, стекла) являются одинаковыми (например, воздушными), выполняются следующие условия: $n_1 = n_3$, $\varepsilon_1 = \varepsilon_3$ (рис. 6.6). Из выражения (6.1) следует, что коэффициенты отражения не зависят от направления пересечения светом границы двух сред: из зоны с более низким коэффициентом преломления в зону с более высоким преломлением или наоборот.

Суммарный коэффициент отражения от двух поверхностей пластины может быть найден по упрощенной формуле [12]:

$$\rho_2 \approx \rho_1(2 - \rho_1), \tag{6.7}$$

где ρ_1 — коэффициент отражения от одной поверхности. В реальной жизни свет, отраженный от второй границы, снова отражается от первой границы по направлению ко второй и т.д. Таким образом, если в материале не происходит

поглощения света, то, зная коэффициент преломления материала, можно определить суммарные потери на отражение внутри пластины [12]:

$$\rho_2 = 1 - \frac{2n}{n^2 + 1}. \tag{6.8}$$

Отражение усиливается при большой разности между коэффициентами преломления. Например, если видимый свет из воздуха проходит без поглощения через пластину из флинта (оптического стекла) и попадает снова в воздух, два отражения приводят к потерям порядка 11%, в то время как при прохождении света по траектории: воздух—германий—воздух (в дальнем ИК спектральном диапазоне) аналогичные потери на отражение составляют около 59%. Для уменьшения потерь на оптические материалы часто наносят антиотражающие покрытия, коэффициенты преломления и толщина которых определяются конкретной длиной волны [3, 8, 12].

Преломление лучей плоской и сферической поверхностями

Рассмотрим преломление луча плоской границей раздела двух сред при условии, что $n < n'$ (рис. 6.7). Согласно закону преломления

$$\sin\varepsilon' = (n / n')\sin\varepsilon. \tag{6.9}$$

Так как $\varepsilon = \sigma$ и $\varepsilon' = \sigma'$, то $\sin\sigma' = (n / n')\sin\sigma$. Из рис. 6.7 следует, что $s tg\sigma = s' tg\sigma'$, следовательно, $s' = s tg\sigma / tg\sigma'$. Отрезок s и угол σ определяют положение предметной точки A, а отрезок s' и угол σ' — соответственно положение точки A' — изображения этой точки. При $\sigma = 0$ угол $\sigma' = 0$, т.е. **лучи, перпендикулярные к плоской поверхности, проходят через нее без изменения направления**.

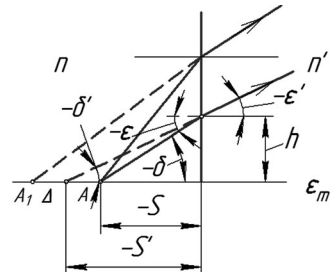


Рис. 6.7. Преломление луча плоской границей двух сред

Предположим, что из точки A выходит гомоцентрический пучок лучей. Сохраняется ли гомоцентричность этого пучка при преломлении его плоской поверхностью? Из рис. 6.7 следует, что

$$\sin\sigma = \sin\varepsilon = \frac{h}{\sqrt{h^2 + s^2}} \tag{6.10}$$

и

$$\sin\sigma' = \sin\varepsilon' = \frac{h}{\sqrt{h^2 + s'^2}}.$$

Подставляя эти значения синусов в формулу (6.9), получим

$$s' = \frac{n'}{n}\sqrt{s^2 + \left(1 - \frac{n^2}{n'^2}\right)h^2}. \tag{6.11}$$

Из формулы (6.10) следует, что гомоцентричность пучка лучей не сохраняется, так как s' является нелинейной функцией высоты h [3, 8].

Изображение точки, образуемое пучком лучей, преломленным плоской поверхностью, будет **нерезким**, так как этой предметной точке соответствует множество точек изображений.

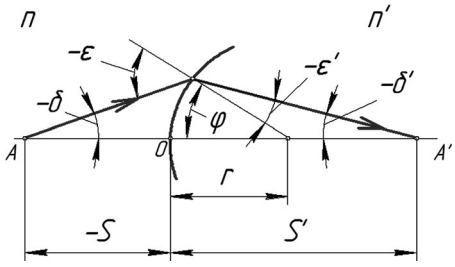


Рис. 6.8. Преломление луча сферической поверхностью

При преломлении лучей сферической поверхностью (рис. 6.8), разделяющей оптические среды с показателями преломления n и n', справедливы следующие соотношения [3, 8]:

$$\sin\varepsilon = (r - s)\sin\sigma / r;$$
$$\sin\varepsilon' = (r - s')\sin\sigma'/r;$$
$$n\sin\varepsilon = n'\sin\varepsilon'; \qquad (6.12)$$
$$s' = r - \frac{n}{n'}(r - s)\frac{\sin\sigma}{\sin\sigma'};$$
$$\sigma' = \sigma - \varepsilon + \varepsilon'.$$

Из этих выражений следует, что гомоцентричность пучка лучей не нарушается (s' = const), если выполняется следующее условие синусов:

$$n\sin\sigma / (n'\sin\sigma') = \text{const}.$$

При $s = -\infty$ в формулах (6.11) $\sin\varepsilon = h / r$.

Отражение лучей плоской и сферической поверхностями

Пусть на зеркало из предметной точки A падает гомоцентрический пучок лучей (рис. 6.9). Отразившись от зеркала, эти лучи образуют снова гомоцентрический пучок лучей с центром в точке A', которая лежит на перпендикуляре AN, причем $AN = NA'$. Отраженные лучи образуют расходящийся пучок, т.е. изображение A' точки A мнимое. Глаз, помещенный на пути этих лучей, увидит светящуюся точку за зеркалом. Угол ω между направлениями падающего и отраженного лучей называют углом отклонения. Плоскость зеркала является биссектрисой этого угла. Если перед зеркалом поместить предмет (рис. 6.9), то для каждой точки предмета получится свое изображение. Глаз, помещенный на пути отраженных лучей, увидит изображение, перевернутое в одной плоскости. Такое изображение называется зеркальным. Если последовательно по ходу лучей применить второе плоское зеркало, то зеркальное изображение вновь обращается в прямое.

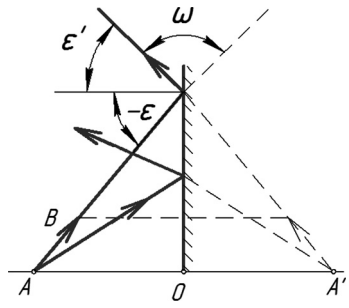


Рис. 6.9. Схема действия плоского зеркала

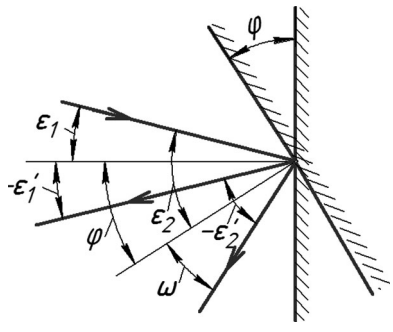


Рис. 6.10. Поворот плоского зеркала

Плоское зеркало дает мнимое симметрично предмету расположенное зеркальное изображение. Чтобы изменить направление визирования, в оптических приборах часто используют вращающиеся зеркала. Угол φ поворота зеркала и угол ω отклонения отраженного луча связаны следующей зависимостью: $\omega = 2\varphi$ (рис. 6.10). В системе из двух плоских зеркал, расположенных под углом γ (рис. 6.11), угол отклонения ω

не зависит от направления падающего луча и определяется следующей зависимостью:

$$\omega = 2\gamma. \qquad (6.13)$$

При повороте системы из двух зеркал угол ω остается неизменным. Это свойство пары соединенных в одном блоке зеркал используют при настройке и регулировке оптических приборов. Отражение лучей от сферической поверхности можно рассматривать как частный случай преломления при условии, что $n' = -n$.

Для вогнутой сферической отражающей поверхности радиуса r (рис. 6.12) справедливы следующие соотношения:

$$q = r - s;\ \sin\varepsilon = (q / r)\sin\sigma;$$
$$\sigma' = \sigma + 2\varepsilon';$$
$$q' = r\sin\varepsilon' / \sin\sigma';$$
$$s' = r - q'. \qquad (6.14)$$

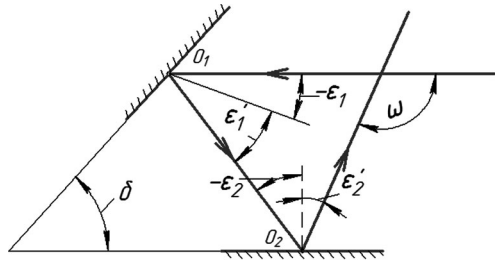


Рис. 6.11. Система из двух плоских зеркал

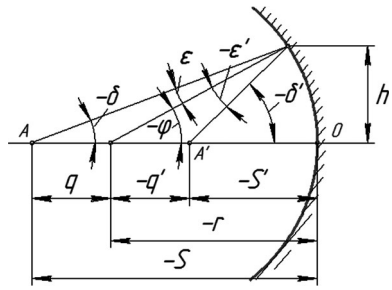


Рис. 6.12. Отражение луча сферическим зеркалом

Отрезок s' и угол σ' определяют положение изображения A' предметной точки A. Из формул (6.14) видно, что отрезок s' является нелинейной функцией угла σ, следовательно, сферическая отражающая поверхность нарушает гомоцентричность пучка лучей после его отражения.

Значения угла σ' и отрезка s' для данной поверхности являются исходными для расчета хода лучей через последующую отражающую или преломляющую поверхность сложной системы.

Примеры расчета оптических систем можно найти в [3, 8, 9, 11].

6.3. Фотометрия

Фотометрия — это раздел физической оптики, в котором рассматриваются энергетические фотометрические характеристики оптического излучения в процессах его испускания, распространения и взаимодействия с веществом.

Исторически сложилось так, что оценка фотометрических величин прежде всего относилась к видимому излучению и осуществлялась в **световых единицах**. Использование фотометрических величин для всего оптического диапазона электромагнитных колебаний определило их оценку в **энергетических единицах**.

Каждой энергетической величине в границах видимого диапазона соответствует световая величина, полученная оценкой излучения стандартным фотометрическим наблюдателем. Оба вида каждой величины имеют одно и то же буквенное обозначение с добавлением соответственно индексов e (энергетическая) и v (визуальная). Индекс v обычно опускают [3, 8, 11].

Основной энергетической характеристикой излучения является **поток излучения** Φ_e — отношение энергии, переносимой излучением, ко времени переноса dt, превышающему период колебания, оцениваемый в ваттах (Вт):

$$\Phi_e = dW_e / dt,$$

где dW_e — энергия излучения в джоулях (Дж).

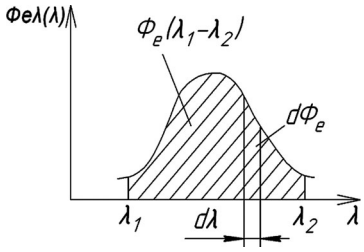


Рис. 6.13. Спектральная характеристика потока излучения

Спектр излучения представляет собой распределение мощности излучения по длинам волн λ (или частотам). Излучение раскаленных паров или газов, а также лазеров является линейчатым, условно характеризуемым длиной волны. Большинство же источников излучения испускает непрерывную совокупность монохроматических излучений, т.е. является источником сплошного спектра.

Основные энергетические, фотонные, световые величины и единицы их измерения можно найти в ГОСТ 26148-84.

Для видимой части спектра, оцениваемой по ее действию на глаз, основной величиной является **сила света** ***I***, характеризующая пространственную плотность светового потока в данном направлении.

За единицу силы света принята кандела (кд) — сила света, излучаемого в перпендикулярном направлении к поверхности черного тела площадью 1/600000 м^2 при температуре, равной температуре затвердевания платины (T = = 2045 К), и давлении 101 325 Па.

Световым потоком Ф, определяющим мощность видимой части оптического излучения, называют величину, равную произведению силы света I излучателя на телесный угол Ω, внутри которого распространяется поток:

$$\Phi = I\Omega.$$

Световой поток измеряют в люменах.

Таблица 6.3. Яркость некоторых источников излучения [1, 3. 4, 8]

Источники излучения	L, кд/м^2
Источник, соответствующий порогу чувствительности глаза	10^{-7}
Ночное безлунное небо	10^{-4}
Светодиод АЛ 102Д	$0{,}75 \cdot 10^3$
Поверхность Луны	$2{,}5 \cdot 10^3$
Люминесцентные лампы	$(0{,}3 \div 1{,}0) \cdot 10^4$
Дневное небо, покрытое облаками	$(1 \div 1{,}2) \cdot 10^4$
Источник с яркостью, слепящей глаз	10^5
Электрическая лампа накаливания для киноаппаратуры К30-400	$2{,}2 \cdot 10^7$
Лампа дуговая ксеноновая ДКШ 1000-3	$2{,}5 \cdot 10^8$
Ртутная лампа сверхвысокого давления ДРШ 100-2	10^9
Солнце	$1{,}5 \cdot 10^9$
Лазер	$(0{,}1 \div 1) \cdot 10^{12}$

Таблица 6.4. Освещенность, получаемая на поверхностях некоторых объектов

Освещаемые объекты	E, лк
Зрачок глаза, порог освещенности	10^{-9}
Поверхность Земли: от звездного неба	$0{,}3 \cdot 10^{-3}$
от Луны	0,25
днем от темных облаков	10^4
днем от светлых облаков	$2 \cdot 10^4$
днем от Солнца	10^5
За пределами атмосферы от Солнца	$1{,}36 \cdot 10^5$
Место работы высокой точности	$4 \cdot 10^2 \div 5 \cdot 10^3$

6.4. Источники оптического излучения

Источники оптического излучения можно разделить на две большие группы — искусственные (т.е. изготовленные человеком) и природные.

Искусственные источники являются активными, а природные могут быть как активными (Солнце, звезды, галактики), так и пассивными (Луна, атмосфера, поверхность Земли и т.п.).

Активные источники являются излучателями, а пассивные — лишь преобразуют (в частности, отражают) приходящий от активных источников свет.

Активные источники являются, по существу, преобразователями одного из видов энергии (в большинстве случаев электрической) в световую.

Черным телом (ЧТ) называется излучатель, поглощающий все падающее на него излучение. ЧТ является эталонным источником потока излучения [11].

Поскольку по закону Кирхгофа отношение спектральной плотности энергетической светимости (СПЭС) и спектрального коэффициента поглощения есть величина постоянная для данных температуры и длины волны, а спектральный коэффициент поглощения ЧТ равен единице, СПЭС ЧТ является максимально возможной для данных T и λ. Именно поэтому ЧТ называют **полным излучателем**.

Модель ЧТ можно получить в виде замкнутой полости с небольшим отверстием в ней. Попадающее внутрь такого источника излучение претерпевает многократные отражения на стенках и поглощается. Чем меньше входное отверстие, тем меньше вероятность выхода излучения из полости, т.е. тем больше коэффициент поглощения. Такой излучатель по своим свойствам приближается к ЧТ.

Лампы накаливания

Электрической лампой накаливания (ЭЛН) называется источник излучения, получаемый в результате теплового излучения твердого тела, которое нагревает до высокой температуры проходящий через него электрический ток. ЭЛН широко применяют как источник света и источники излучения в ближней ИК-области [4, 11].

К достоинствам ЭЛН следует отнести сплошной спектр, обеспечивающий во многих случаях приемлемую цветопередачу, отработанную технологию из-

готовления ламп в широком диапазоне мощностей, малую стоимость, достаточно высокую надежность.

Недостатком ЭЛН является низкая световая отдача (световой КПД осветительных ламп составляет 1-3%). ЭЛН существенно отличается от спектрального состава солнечного излучения.

Максимальный коэффициент световой отдачи $K_{u\ max}$ = 680 лм/Вт.

Нити накала ЭЛН изготавливают из вольфрама с различными присадками, так как проволока из чистого вольфрама недостаточно прочна и плохо сохраняет форму.

Для изготовления колб применяют специальные марки стекла, например, БД-1 и ЗС-5. Колба может иметь кремниевое окно для работы в ИК-области спектра. Стекла должны быть прочными, жаростойкими, иметь постоянный коэффициент линейного расширения и минимальную электропроводность.

Для металлических вводов в колбу лампы используют платинат и молибден. Последний применяют для колб из стекла ЗС-5. Коэффициенты линейного расширения указанных металлов близки к коэффициентам линейного расширения стекла.

Заполнение колб инертным газом позволяет повысить температуру нити накала до 2900 К, что существенно увеличивает световую отдачу. При этом несмотря на увеличение потерь через газ, общий поток излучения от лампы возрастает [4, 9, 11].

Галогенные лампы

Галогенная лампа накаливания представляет собой лампу, в колбу которой вводится небольшое количество галогена, обычно йода или брома. Распыляемый нитью вольфрам соединяется с галогеном, в результате чего образуется газообразное вещество — галогенид вольфрама. Эта реакция присоединения происходит при температуре 573 К, близкой к температуре колбы. При температуре, близкой к температуре нагретой нити лампы, галогенид вольфрама распадается на галоген и восстановленный вольфрам, который частично оседает на спирали. Такое возвращение распыленного вольфрама на спираль лампы устраняет его напыление на стенки колбы и удлиняет срок службы лампы. Лампы накаливания с галогенным циклом имеют срок службы в два-три раза больший, чем обычные лампы, а при одинаковом сроке службы имеют более высокую световую отдачу и меньшие размеры тела накала. Температуру нити можно довести до 3400 К ($T_{пл}$ = 3600К) [4, 9, 11].

Светодиоды

Принцип действия излучающего светодиода (СИД) основан на явлении инжекционной электролюминесценции при протекании тока в прямом направлении в структурах с *p-n*-переходом.

Свойством излучать в оптическом диапазоне спектра обладают некоторые полупроводниковые соединения: GaAs (арсенид галлия), GaP (фосфид галлия), GaAs1-xPx, Ga1-xAlxIn1-xGaP, где x — доля содержания того или другого элемента в соединении.

Для того чтобы получить требуемый цвет свечения (спектральный состав), материалы легируют примесями или их состав количественно изменяют. Так, для получения зеленого свечения (λ_{max} = 550 нм) GaP легируют азотом. Если в

Ga1-xAlxAs x = 0,05 ÷0,1, то СИД излучает в ИК области (λ_{max} = 800 нм), если x = 0,3, то излучается красный свет (λmax = 675 нм).

Площадь излучающей поверхности СИД не превышает нескольких квадратных миллиметров.

Полупроводниковую структуру СИД помещают в пластмассовый или металлический корпус с окном (линзой) для выхода излучения. Размеры СИД с арматурой для включения составляют несколько миллиметров [4, 9, 11].

Наиболее существенный недостаток СИД состоит в разбросе параметров от образца к образцу и в их зависимости от температуры.

Лазеры

Физической основой работы лазеров является усиление света с помощью вынужденного излучения, наблюдаемого в квантовых системах при определенных условиях.

Квантовая система — отдельные частицы (атом, ион, молекула) или совокупность частиц, процессы в которых подчиняются законам квантовой физики. Свойства квантовых систем определяются энергетическим состоянием системы. Внутренняя энергия таких систем может принимать строго определенные дискретные значения. Одно из возможных дискретных значений энергии называется **уровнем энергии**. Переход квантовой системы из одного энергетического состояния в другое происходит только скачкообразно и связан с излучением или поглощением анергии, которая может иметь различные формы — электромагнитную, тепловую или звуковую. Переходы, в результате которых излучается или поглощается электромагнитная энергия, называются **оптическими**.

Состояние квантовой системы с наименьшей энергией называется **основным**. В основном состоянии квантовая система может поглощать энергию, но не излучать. Другие возможные состояния, которым соответствует большая внутренняя энергия системы, называются **возбужденными** и в отличие от основного являются неустойчивыми, т.е. квантовая система из возбужденного состояния стремится возвратиться в основное.

Для частицы, находящейся в возбужденном состоянии (на верхнем энергетическом уровне) $E_{m,}$ существует определенная вероятность, что через некоторый интервал времени она перейдет в состояние с меньшей энергией (на нижний уровень) E_n и произойдет **излучение фотона** частоты ν_{mn}, которая определяется энергией начального E_m и конечного E_n состояний

$$\nu_{mn} = (E_m - E_n) / \hbar, \tag{6.15}$$

где $\hbar$ — постоянная Планка.

Воздействие внешнего электромагнитного поля на частоте перехода повышает вероятность такого перехода.

В связи с этим различают **спонтанное** (**самопроизвольное**) **излучение,** не зависящее от внешнего поля и обусловленное хаотическими, не зависимыми друг от друга переходами возбужденных частиц, и **вынужденное излучение**, возникающее в результате вынужденных переходов под действием внешнего электромагнитного поля, частота которого совпадает с частотой перехода с уровня m на уровень n или близка к ней.

В последнем случае взаимодействие внешнего фотона $(h\nu_{mn})_1$ с возбужденной частицей вызывает переход частицы в состояние с меньшей энергией, и

при этом излучается дополнительный фотон $(h\nu_{mn})_2$. Причем фотоны, вынуждающий (стимулирующий) переход и испускаемый в результате перехода, неотличимы друг от друга. Они имеют одинаковые частоту, направление распространения н фазу, что обусловливает монохроматичность, когерентность и направленность вынужденного излучения.

Инверсия населенности уровней. Если квантовая система, имеющая N частиц, находится в состоянии теплового равновесия, то распределение частиц по энергетическим уровням, или населенность этих уровней, определяется законом Больцмана

$$N_n / N_m = A_i e^{-(E_n - E_m)/(hT)}, \qquad (6.16)$$

где N_n — населенность уровня n; N_m — населенность уровня m; A_i — нормированная постоянная; E_n — энергия уровня n (нижнего); E_m — энергия уровня m (верхнего); k — постоянная Больцмана.

Из выражения (6.16) следует, что при $T > 0$ $N_{n > Nm,}$ т.е. в равновесном состоянии населенность верхних уровней всегда меньше населенности нижних. При этом чем выше располагается энергетический уровень, тем меньше его населенность. Поскольку количество поглощаемой энергии пропорционально населенности нижних уровней, а количество излучаемой энергии — населенности верхних уровней, то для среды, находящейся в равновесном состоянии, **поглощение преобладает над излучением**. Коэффициент поглощения такой среды $a > 0$, т.е. проходящий через среду поток излучения ослабляется.

При $N_m > N_n$ излучение преобладает над поглощением. Когда поток излучения распространяется в такой среде, происходит его усиление ($a < 0$), т.е. поток отбирает энергию от среды. Состояние квантовой системы, при котором $N_m > N_{n,}$ называется **состоянием с инверсной населенностью**. Среда, в которой может быть получено состояние с инверсной населенностью, является **активной средой лазера**. Перевод квантовой системы в инверсное состояние осуществляется подведением энергии, которую принято называть **энергией накачки**. Инверсное состояние неравновесно. Среда с инверсной населенностью, предоставленная сама себе, через некоторое время вернется к равновесному состоянию.

Для большинства возбужденных состояний время жизни, т.е. время, в течение которого система находится вне равновесного состояния, мало и составляет 10^{-6}—10^{-9} с. Однако в некоторых средах имеются состояния с большим временем жизни, получившие название **метастабильных**. Частица, находящаяся на метастабильном уровне, пребывает на нем значительно дольше, чем на других уровнях. Поэтому при возбуждении квантовой системы на метастабильном уровне можно «накопить» частицы, т.е. создать инверсную населенность.

Среда, в которой существует инверсная населенность, может служить **усилителем излучения**. Для этого необходимо начальное инициирующее воздействие. Инициаторами процесса вынужденного излучения может быть внешний сигнал (поле) или один из квантов спонтанного излучения в самой среде (самовозбуждение).

Значительного усиления излучения можно достичь, если поместить активную среду в систему двух зеркал — **оптический резонатор**. Одно нз зеркал резонатора частично прозрачное, что необходимо для вывода излучения. В резона-

торе излучение, распространяясь почти строго в направлении оси резонатора, многократно отражается от зеркал и проходит среду. В результате при каждом проходе через среду в излучение будут вовлечены все новые возбужденные частицы, что вызовет усиление излучения.

При распространении волны в резонаторе наблюдаются потери энергии вследствие поглощения и рассеяния в активной среде и на зеркалах. Если общие потери в резонаторе меньше, чем энергия, полученная при прохождении волны через активный элемент, то возможна генерация излучения.

Таким образом, **для получения вынужденного (лазерного) излучения** необходимо иметь:

— лазерное вещество, в котором в процессе накачки может быть создано инверсное состояние;
— систему накачки, обеспечивающую достижение инверсной населенности;
— оптический резонатор, предназначенный для усиления и формирования направленного излучения.

Особенности вынужденного (лазерного) излучения. В отличие от спонтанного излучения тепловых и люминесцентных источников вынужденное излучение, существующее в лазерах, характеризуется высокой степенью монохроматичности, когерентности и направленности.

Монохроматичность обусловлена самой природой вынужденного излучения, представляющего собой резонансный процесс и поэтому имеющего значительно более узкую полосу частот, чем при спонтанном излучении.

Когерентность излучения означает согласованность между фазами волн, образующих данное излучение.

Вынужденное излучение когерентно во времени и пространстве.

Классификация и общие характеристики лазеров

Наиболее распространенные в настоящее время лазеры можно разделить на группы по различным признакам [6, 10, 11].

По виду лазерного вещества лазеры делятся на твердотельные (кристаллические и аморфные), газовые, полупроводниковые и жидкостные. Каждую из групп можно подразделить на подгруппы. Например, газовые лазеры подразделяются на атомарные (на нейтральных газах), ионные, молекулярные, газодинамические и т.д.

Возможно разделение лазеров в зависимости **от способа накачки**. Накачка может осуществляться оптическим излучением, электрическим током, электронным пучком, за счет химических реакций и другими способами.

По характеру режима работы различают лазеры, работающие в непрерывном и импульсном режимах.

Существуют импульсные лазеры, излучающие короткие одиночные импульсы (моноимпульсы) со значительными временными интервалами между ними, и импульсные лазеры, излучающие последовательность импульсов с частотой повторения $F_{и.}$

Твердотельные лазеры

Принцип работы. Из большого числа лазерных веществ, обладающих способностью к излучению, практическое применение в твердотельных лазерах

нашли кристаллы синтетического рубина Al_2O_3: Cr^{3+} (λ = 0,694 мкм), стекло с добавлением неодима Nd (λ = 1,058 мкм) и иттрий-алюминиевый гранат (ИАГ, λ = 1,064 мкм) с примесью Nd.

Для получения генерации используются переходы между энергетическими уровнями примесных ионов (Cr, Nd). Основное вещество непосредственного участия в процессах генерирования не принимает и служит лишь для создания определенной концентрации рабочих ионов. Лазеры на указанных материалах обычно работают с оптической накачкой, осуществляемой мощным световым потоком газоразрядных ламп импульсного или непрерывного излучения, со спектром, перекрывающим спектр поглощения лазерного вещества.

Для твердотельных активных сред характерно значительное время жизни возбужденных ионов в метастабильном состоянии (~10^{-3} с), поэтому активные среды обычно используют в качестве накопителей энергии, что позволяет получать значительные по мощности импульсы, достигающие ~1010 Вт и более.

Основным функциональным блоком лазера является излучатель, включающий активный элемент, источник накачки, отражатель и оптический резонатор.

Активные элементы из рубина и неодимового стекла представляют собой стержни круглого или прямоугольного сечения. Стандартные рубиновые активные элементы имеют диаметр от 3,5 до 16 мм и длину от 45 до 240 мм. Стеклянные стержни изготавливаются диаметром от 5 до 60 мм и длиной от 80 до 1200 мм. Торцевые поверхности активных элементов тщательно полируются так, чтобы неплоскостность не превышала 0,1–0,5 интерференционной полосы. Непараллельность торцов не должна превышать 10^{-11}.

Оптический резонатор предсталяет собой систему двух отражающих зеркал, обращенных друг к другу, между которыми располагается активный элемент. Одно из зеркал — полностью отражающее ($\rho_2 \approx 1$), а другое — частично прозрачное ($\rho_2 \approx 0{,}9$), чем обеспечивается выход полезного излучения.

Газовые лазеры

В газовых лазерах активной средой являются газ, смеси газов или смесь газа с парами металлов. По методу возбуждения активной среды различают газоразрядные, газодинамические и химические газовые лазеры.

Наиболее обширную группу составляют газоразрядные лазеры, в которых инверсия населенностей возникает под действием электрического разряда в газе. **Газоразрядные лазеры** бывают **атомарные** (на нейтральных газах), **ионные** и **молекулярные.**

В **газодинамических** лазерах инверсия населенностей создается за счет быстрого охлаждения газовой смеси, предварительно нагретой до высокой температуры при большом давлении.

В химических лазерах возбуждение активной среды обеспечивается с помощью химических реакций газовых компонент. Спектральный диапазон работы газовых лазеров простирается от вакуумной ультрафиолетовой области ~0,15 мкм до далекой ИК-области ~700 мкм, что объясняется возможностью использования для целей генерации вынужденного излучения большого числа газовых сред и лазерных переходов в них.

Вследствие слабого взаимодействия между активными частицами газа излучение газовых лазеров обладает наиболее высокой монохроматичностью,

временной и пространственной когерентностью по сравнению с излучением других типов лазеров.

Высокая оптическая однородность газовой активной среды дает возможность получить излучение с малой расходимостью, а использование значительных объемов газа позволяет достичь в импульсном режиме мощностей, близких к мощностям твердотельных лазеров, а в непрерывном — превосходящих их. Однако газовым лазерам присущ существенный недостаток, заключающийся в сравнительно невысокой мощности, получаемой с единицы объема среды. Это объясняется малой по сравнению с твердыми средами концентрацией рабочих частиц. Основной способ повышения мощности состоит в увеличении числа активных частиц повышением давления газа, увеличением объема активной среды и вводимой в газ энергии накачки до оптимальных значений.

Гелий-неоновый лазер состоит из блока излучателя, в котором размещены газоразрядная трубка и зеркала оптического резонатора и блока питания. Газоразрядную трубку выполняют обычно из термостойкого электровакуумного стекла, она может иметь длину от ~5 см до ~3 м, а диаметр от ~3 до ~10 мм. Трубка запаяна с двух концов пластинами-окнами из кварцевого стекла толщиной 1—2 мм, которые ориентированы под углом Брюстера [3, 6, 8] относительно падающего пучка. Оптический резонатор образован двумя зеркалами, одно из которых обычно сферическое, а другое — плоское. Зеркала резонатора закрепляются во фланцах, имеющих юстировочные подвижки [6, 11].

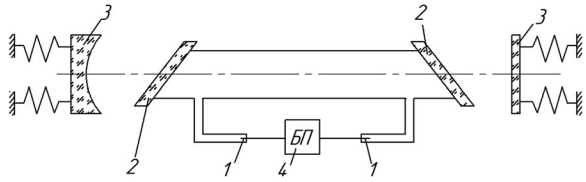


Рис. 6.14. Гелий-неоновый лазер: *1* — электроды; *2* — выходное окно; *3* — зеркала резонатора; *4* — блок питания

Ионные лазеры. В ионных лазерах для получения вынужденного излучения используются переходы между энергетическими уровнями ионов газов. В качестве активной среды применяют аргон, криптон, ксенон и другие газы, излучающие в основном в УФ-области и сине-зеленой области видимого спектра.

Наибольшее применение получили аргоновые лазеры (рис. 6.15), генерирующие излучение на 8-10 спектральных линиях. Основная мощность излучения аргонового лазера сосредоточена на длинах волн 0,488 и 0,514 мкм [6, 11].

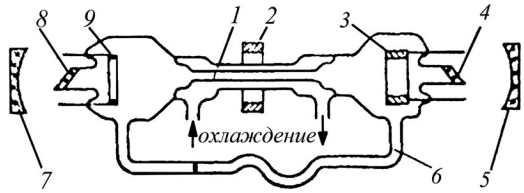


Рис. 6.15. Устройство лазера на аргоне: *1* — газоразрядная трубка с капилляром; *2* — магнит; *3* — анод; *4, 8* — выходные окна; *5, 7* — зеркала резонатора; *6* — обводная трубка

Излучатель состоит из газоразрядной трубки с капилляром. В трубку вварены электроды (катод, анод), к которым подводится питающее напряжение. На концах трубки под углом Брюстера плотно закреплены кварцевые окна. При горении мощного дугового разряда происходит значительное выделение тепла, поэтому трубки изготавливают из термостойких материалов, например, керамики, кварца, оксида бериллия, и осуществляют водяное охлаждение. Увеличению концентрации электронов, а следовательно, и мощности излучения способствует магнитное поле, которое создается либо постоянным магнитом, либо соленоидом. Оптический резонатор образован зеркалами *7*, *5*.

Полупроводниковые лазеры

В полупроводниковых лазерах активным элементом служит полупроводниковый кристалл, накачка которого может осуществляться различными способами: инжекцией (впрыскиванием) носителей заряда извне в область электронно-дырочного перехода (токовая накачка), пучком электронов высокой энергии, превышающей $20 \cdot 10^3$ эВ (электронная накачка) либо оптическим излучением. Последний способ накачки из-за малой эффективности применяют редко [6, 11].

Для полупроводников характерна высокая концентрация активных частиц, поэтому коэффициент усиления излучения на единицу длины в полупроводнике значительно больше, чем в газоразрядных и твердых активных веществах. Эта способность полупроводников позволяет получить генерацию в активных элементах очень малых объемов, составляющих доли кубических миллиметров. В то же время малые размеры активного элемента служат причиной небольшой импульсной мощности (десятки ватт), так как поверхность активного элемента выдерживает плотность мощности ~ $4 \cdot 10^6$ Вт/см^2. Для получения импульсной мощности в 1 кВт и более используют многоэлементные излучатели с плотным расположением отдельных активных элементов.

В настоящее время наиболее распространены инжекционные лазеры на арсениде галлия GaAs, обладающие миниатюрными размерами, малым энергопотреблением и работающие как в импульсном, так и в непрерывном режимах излучения с охлаждением и без охлаждения [6, 11].

Физический принцип действия инжекционных лазеров заключается в следующем. Известно, что в полупроводниках энергетические уровни электронов располагаются в валентной зоне и зоне проводимости, разделенных запрещенной зоной шириной Δ_ε, представляющей собой область значений энергий, при которых не существует стационарных состояний. Если электрон, получив дополнительную энергию, превышающую значение $\Delta\varepsilon$, переходит из валентной зоны на один из уровней зоны проводимости, то в валентной зоне образуется вакантное место — дырка — положительный заряд, равный по абсолютному значению заряду электрона. Через некоторое время возбужденный электрон совершает обратный переход и заполняет незанятое место — дырку. Этот процесс называется рекомбинацией пары электрон—дырка. При рекомбинации отдаваемая электроном энергия может быть излучена в виде фотона либо безызлучательно передана кристаллической решетке полупроводника.

В равновесном состоянии в полупроводнике населенность нижних уровней, находящихся в валентной зоне, всегда выше населенности верхних энергетических уровней, располагающихся в зоне проводимости, и поэтому усилить излучение невозможно. Чтобы получить в полупроводнике состояние с инверсной населенностью — необходимое условие для усиления излучения, нужно обеспечить такое распределение, когда число электронов в зоне проводимости превышает число электронов, находящихся в валентной зоне.

Для полупроводников со структурой *p-n*-перехода, обычно используемых в полупроводниковых лазерах, инверсного состояния можно достичь, если через полупроводник в прямом направлении пропустить электрический ток большой плотности. При этом в *p*-область диффундирует большое число электронов, а в *n*-области возникает избыток дырок, и, таким образом, в узкой области *p-n*-перехода шириной в несколько микрометров возникает активная зона с инверсной населенностью. Прямое напряжение, приложенное к полупроводнику, снижает потенциальный барьер, препятствующий проникновению носителей заряда, и в результате электроны и дырки рекомбинируют между собой.

Для поддержания инверсной населенности необходимо непрерывно компенсировать убывание носителей заряда из соответствующих зон, что осуществляется инжекцией свободных носителей заряда в область *p-n*-перехода за счет внешнего источника питания.

Зеркалами резонатора обычно служат грани самого полупроводникового активного элемента. Коэффициент отражения зеркала в этом случае составляет ~0,3, чего при высоком коэффициенте усиления активной среды достаточно для возникновения генерации.

Большие плотности тока через *p-n*-переход, превышающие 10^4 А/см^2, приводят к нагреву активного элемента, поэтому довольно часто применяют охлаждение активного элемента или реализуют импульсный режим, при котором нагрев меньше, чем в непрерывном.

Инжекционные лазеры. Основными элементами инжекционного лазера являются активный элемент — лазерный диод и источник питания, обеспечивающий накачку. Лазерный диод (рис. 6.16) выполнен в виде параллелепипеда. Излучающая поверхность, определяемая толщиной активной области *p-n*-перехода, имеет высоту 1—2 мкм и длину 0,1—1,5 мм. Две противоположные грани, параллельные между собой, образуют резонатор. Остальные грани изготавливают шероховатыми, чтобы исключить возникновение паразитных колебаний в нежелательных направлениях.

Лазерные диоды, охлаждаемые до низких температур (77 К и ниже), размещаются в криостате, который наполняется хладагентом, например, жидким азотом или жидким гелием. Для лазеров, работающих при температурах, близких к комнатной, широко применяют термоэлектрические охлаждающие устройства. В лазерах, работающих при комнатной температуре, тепло может отводиться

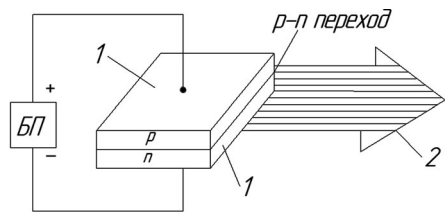


Рис. 6.16. Инжекционный лазер: *1* — зеркальные грани; *2* — излучение

двумя массивными металлическими пластинами, находящимися в тепловом и электрическом контактах с активным элементом.

Дальнейшим совершенствованием инжекционных лазеров стало создание гетеролазеров, в которых за счет сужения зоны распространения излучения и инжектируемых свободных зарядов до размеров активной области КПД достигает 10%.

6.5. Оптические материалы

Для изготовления оптических деталей применяют оптическое стекло — бесцветное и цветное (ГОСТ 3514-76, ГОСТ 13659-78, ГОСТ 9411-81Б), кварцевое оптическое стекло (ГОСТ 15130-79), некоторые кристаллы, пластмассы и другие материалы [9].

Основные характеристики оптических материалов [3, 4, 8, 9]:

— показатель преломления;
— спектральный диапазон и коффициент пропускания;
— термооптическая постоянная;
— средняя дисперсия и др.

6.6. Линзы

Линза (нем. Linse, лат. Lens — чечевица) — это оптическая деталь, ограниченная двумя преломляющими поверхностями, из которых хотя бы одна является поверхностью вращения. Наиболее распространенными в оптических системах являются линзы со сферическими центрированными поверхностями. Реже применяют линзы, одна или обе поверхности которых — асферические, например, параболическая, эллиптическая, цилиндрическая и др. Типы линз показаны на рис. 6.17 [8, 9].

Все **линзы** делят на три группы:

— положительные (собирательные) линзы, имеющие положительные задние фокусные расстояния;

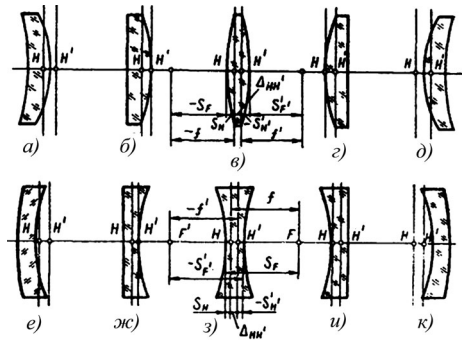


Рис. 6.17. Типы линз

— отрицательные (рассеивающие) линзы, имеющие отрицательные задние фокусные расстояния;
— телескопические (афокальные) линзы, оптическая сила которых равна нулю.

Методики расчета линз можно найти в [3, 8, 9, 11].

Линзы Френеля

Линзы Френеля — это оптические элементы, имеющие ступенчатую поверхность. Они широко используются в датчиках, где не требуется высокого качества фокусировки, в световых конденсорах, увеличителях и устройствах фокусировки детекторов присутствия. Линзы Френеля изготавливаются из стекла, полиметилметакрилата (оргстекло, для видимого и ближнего ИК диапазона) и полиэтилена (для дальнего ИК диапазона). История линз Френеля началась в 1748 году, когда граф Буффо предложил вытачивать внутри стеклянных линз концентрические круглые ступеньки. Это позволило уменьшить толщину линз и снизить потери энергии. Однако в таких линзах преломление света происходит только на поверхности, поскольку внутри них лучи проходят строго по прямым линиям. Идея графа Буффо была модифицирована в 1822 году Августином Френелем (1788—1827), сконструировавшим линзы, кривизна различных колец которых зависит от расстояния до центра, в связи с чем в таких устройствах практически отсутствует сферическая аберрация (рис. 6.18) [12].

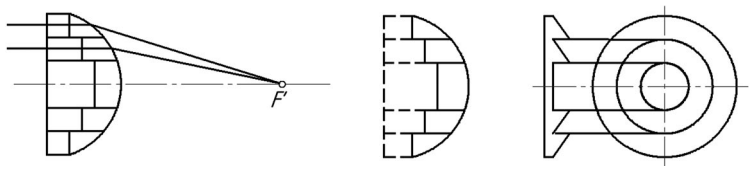


Рис. 6.18. Концепция линз Френеля

Линзы Френеля обладают рядом достоинств по сравнению с обычными линзами: небольшим весом, малой толщиной, способностью менять кривизну (справедливо для пластиковых линз) и, самое главное, низкими потерями на поглощение светового потока. Последнее свойство особенно важно при изготовлении линз для среднего и дальнего ИК диапазонов, где поглощение в материалах может быть очень значительным. По этой причине почти все детекторы движения, работающие в дальнем ИК диапазоне, построены на основе линз Френеля [12].

В настоящее время широко применяются линзы Френеля двух типов: с постоянным шагом и с постоянной глубиной. На практике бывает очень трудно изготовить линзы с одинаковой крутизной поверхности каждой ступени, поэтому все ступеньки выполняют с плоским профилем. Чтобы не ухудшать фокусирующие свойства линзы, все ступени должны располагаться как можно ближе друг к другу.

Формулы для расчета линз Френеля можно найти в [12].

6.7. Светопропускающие окна

Основные функции окон заключаются в следующем:

— защита внутренних частей датчика от влияния окружающей среды;
— передача световых лучей в определенном диапазоне волн с минимальными потерями и искажениями.

Окна могут быть выполнены в виде плоских пластин или частей сфер. Для уменьшения оптических потерь на одну или две поверхности окна могут наноситься специальные покрытия (так называемое «просветление» [9]). Такие покрытия придают окну голубоватый, фиолетовый или желтый оттенок и часто применяются при изготовлении фотографических линз.

6.8. Плоские и сферические зеркала

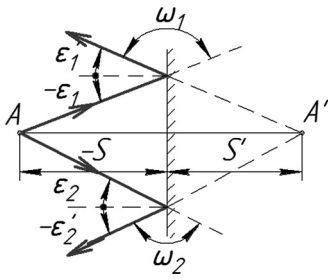


Рис. 6.19. Отражение от плоского зеркала

Плоские зеркала с наружным или внутренним отражающим покрытием, нанесенным соответственно на переднюю или заднюю поверхность плоскопараллельной стеклянной пластинки, — подложки, применяются в оптических системах для изменения направления или смещения оптической оси, разделения пучка лучей, для оборачивания изображения.

Плоское зеркало образует мнимое изображение предмета. Отражение лучей от зеркальных поверхностей подчиняется закону отражения, согласно которому угол падения равен углу отражения ($-\varepsilon = \varepsilon'$), а точки предмета и изображения находятся на нормали к плоскости зеркала на равных расстояниях $-s = s'$ по обе стороны от него (рис. 6.19). Угол отклонения луча плоским зеркалом $\omega_i = 180 - 2|\varepsilon_i|$ [3, 8, 9].

Сферические зеркальные поверхности находят применение в оптических системах различного назначения (в осветительных и проекционных системах, в объективах фотоэлектрических следящих устройств и т.п.). Сферические зеркала, действие которых эквивалентно действию линз, позволяют получить более компактные системы по сравнению с линзовыми системами. Применение зеркальных поверхностей в ряде случаев более предпочтительно, чем применение преломляющих поверхностей вследствие отсутствия хроматических аберраций.

Формулы для расчета сферических зеркал можно найти в [3, 8, 9].

В качестве отражающих покрытий, наносимых на поверхности зеркал, работающих в видимом и ближнем ИК диапазонах, применяются серебро, алюминий, хром и родий. Для устройств, используемых в дальней ИК области спектра, лучше всего подходит золото. При выборе соответствующих покрытий можно реализовать практически любой коэффициент отражения: от 0 до 1 (рис. 6.20) [12].

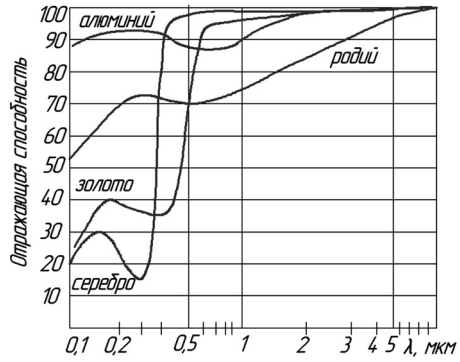


Рис. 6.20. Спектральная отражающая способность зеркал с различными покрытиями

Существует другой тип отражающих устройств, в которых не требуется нанесения отражательных слоев. Такими отражателями являются призмы, использующие эффект **полного внутреннего отражения**. В таких устройствах угол полного отражения является функцией коэффициента преломления.

$$\theta_0 = \arcsin\left(\frac{1}{n}\right). \tag{6.17}$$

Отражатели данного типа наиболее эффективны в видимом и ближнем ИК диапазонах спектра, поскольку их коэффициент отражения здесь близок к единице. На принципе полного внутреннего отражения построены оптические волоконные линии.

6.9. Волоконные световоды

Оптическое волокно — стеклянный пруток обычно круглого поперечного сечения диаметром от 5—6 мкм до 0,3 мм с полированными боковой поверхностью и торцами, предназначенный для передачи излучений оптического диапазона на основе явления полного внутреннего отражения от боковой поверхности. Волокна собираются в жгуты-световоды, которые могут изгибаться без нарушения пропускания излучения при минимальном радиусе кривизны изгиба, превышающем в 50 раз (при изгибе в горячем состоянии) и 300 раз (при изгибе в холодном состоянии) диаметр отдельного волокна. Для обеспечения условий полного внутреннего отражения и уменьшения потерь излучения оптическое волокно делают составным. Оно состоит из сердцевины, выполненной из материала с большим показателем преломления, например, стекла Ф8 (n_e = 1,6291), ВС 682 (n_e = 1,6855), и оболочки из материала с малым показателем преломления, например, стекла ВО 488 (n_e = 1,4898), ВО 513 (n_e = 1,5150). Оболочка предохраняет поверхность сердцевины от повреждений, загрязнений и препятствует рассеянию и проникновению излучения из соседних волокон [2, 8].

Ход луча через цилиндрический световод с прямыми торцами, расположенный в воздухе ($n_1 = 1$), показан на рис. 6.21. Показатели преломления сердцевины и оболочки обозначены n_2 и n_3, углы падения и преломления луча на входном торце $\sigma_1 = \varepsilon_1$ и ε_1', а углы падения и отражения луча от поверхности оболочки ε_2 и ε_2' соответственно. Если входной и выходной торцы световода находятся в одинаковых средах, то угол σ' луча с осью на выходе из световода равен углу σ_1 луча с осью на входе.

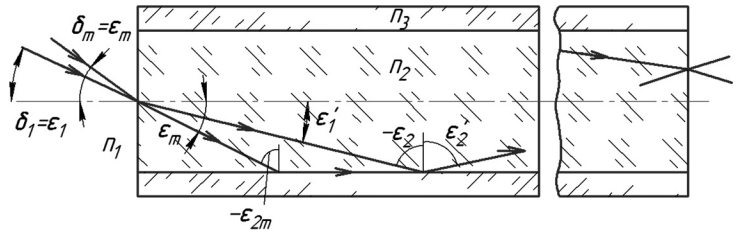


Рис. 6.21. Прохождение луча через цилиндрический световод

В зависимости от материалов сердцевины и оболочки различают световоды стеклянные (сердцевина и оболочка из стекла), стеклополимерные (сердцевина из стекла, оболочка из пластмассы), полимерные (сердцевина из пластмассы, оболочка из других материалов), кварцевые (сердцевина из кварца). Существуют ИК-световоды, сердцевина которых прозрачна для ИК-излучения. Для пропускания излучения в УФ-, видимом и ИК-диапазонах используют полихроматические световоды, прозрачные в спектральном диапазоне 0,18—5 мкм.

Различают ступенчатые и градиентные световоды. В ступенчатых световодах, выполненных из материала с постоянным показателем преломления, световые лучи распространяются по траектории, представляющей собой ломаную линию. Показатель преломления градиентных световодов, называемых **градаанами** или **селфоками**, плавно уменьшается от центра к краю, вследствие чего лучи, распространяющиеся вдоль световода, имеют плавную траекторию. Преимуществом градаанов по сравнению со ступенчатыми световодами является уменьшение рассеяния света вследствие отсутствия резкой границы раздела световода со средой [2, 8].

Поперечное сечение световодов может иметь круглую, прямоугольную, шестигранную и другую более сложную форму.

По площади поперечного сечения обоих торцов различают цилиндрические и конические световоды. Последние, состоящие из сужающихся или расширяющихся к выходному торцу волокон, называют **фоконами** или **афоконами** соответственно [2, 8].

Длина практически полученных световодов достигает километра и более, а показатель ослабления составляет несколько единиц децибел на километр (дБ/км).

Разрешающая способность световода, измеряемая числом линий на 1 мм, примерно равна половине числа волокон, размещенных на 1 мм, и зависит от диаметра волокна, толщины оболочки и способа укладки волокон. Разрешающая способность световодов достигает 20—100 лин/мм.

6.10. Покрытия, поглощающие тепловое излучение

Все датчики тепловых излучений, как активные, так и пассивные, построены на принципе поглощения или излучения электромагнитных волн в дальней ИК области спектра. Кирхгоф обнаружил, что коэффициент поглощения α и коэффициент излучения ε, по существу, являются одной и той же физической величиной [12]. Для эффективной работы датчиков значения этих коэффициентов стремятся делать максимальными, т.е. как можно ближе к единице. Чтобы достичь этого, либо специальным образом обрабатывают поверхность датчика для повышения его коэффициента излучения, либо с той же целью на нее наносят покрытие, обладающее высокой излучающей способностью. У таких покрытий должна быть хорошая теплопроводность и очень низкая теплоемкость. Это значит, что их следует изготавливать очень тонкими.

Существует несколько методов повышения излучающей способности поверхности датчиков [12]:

— нанесение тонких металлических пленок (например, нихромовых), обладающих достаточно высоким коэффициентом излучения;
— гальваническое осаждение пористой платиновой черни и напыление металла в азотной атмосфере при низком давлении.

Наиболее эффективным способом создания материала с высокой поглощающей (излучающей) способностью является формирование на нем пористой поверхности, поскольку частицы размером, гораздо меньшим длины волны, как правило, преломляют или поглощают лучи света [12].

Материалы с пористой поверхностью обладают высокой излучающей способностью в широком спектральном диапазоне, однако с увеличением длины волны она значительно снижается. Пленка из золотой черни с плотностью 500 мкг/см^2, в ближнем, среднем и дальнем ИК диапазоне обладает излучающей способностью 0,99.

Для формирования электролитическим методом слоя из пористой платиновой черни можно воспользоваться следующим рецептом [12]:

хлорид платины H_2PtCl_6	2 г
ацетат свинца $Pb(OOCH_3)3 \cdot H_2O$	16 мг
вода	58 г.

Другим широко распространенным способом повышения излучающей способности поверхности является образование на ней слоя из оксида металла, что достигается методом окисления нанесенной металлической пленки в условиях низкого вакуума.

Существует еще один широко известный метод улучшения излучающей способности — окраска поверхности органическими красителями (видимый цвет здесь совсем не важен), обладающими коэффициентом излучения 0,92...0,97. Однако органические материалы обладают низкой теплопроводностью, и их трудно нанести толщиной менее 10 мкм, из-за чего может значительно снизиться быстродействие датчиков.

В микродатчиках часто используется следующий прием: на верхнюю поверхность наносится слой из стекла, который не только обеспечивает защиту от негативных воздействий окружающей среды, но и обладает в дальней ИК области спектра коэффициентом излучения, равным 0,95 [12].

Литература

1. Афанасьев В.А. Оптические измерения. — М.: Высшая школа, 1981. — 230 с.
2. Вейнберг В.Б., Саттаров Д.К. Оптика световодов. М.: Машиностроение, 1977. — 320 с.
3. Заказнов Н.П. Прикладная геометрическая оптика. М.: Машиностроение, 1984. — 184 с.
4. Ишанин Г.Г., Панков Э.Д.,Челибанов В.П. Приемники излучения. Учебное пособие для вузов. — СПб: Папирус, 2003. — 527 с.
5. Ишанин Г.Г.,Козлов В.В. Источники оптического излучения. — СПб: Политехника, 2009. — 415 с.
6. Климков Ю.М. Прикладная лазерная оптика. М.: Машиностроение, 1985. — 128 с.
7. Криксунов Л.З. Справочник по основам инфракрасной техники. М.: Сов. Радио, 1988. — 400 с.
8. Прикладная оптика: Учеб. пособие для приборостроительных специальностей вузов / Л.Г. Бебчук, Ю.В. Богачев, Н.П. Заказнов и др. / Под ред. Н.П. Заказнова. — М.: Машиностроение, 1988. — 312 с.
9. Справочник конструктора оптико-механических приборов/Под ред. В.А. Панова. — Л.: Машиностроение, 1980. — 742 с.
10. Справочник по лазерам/Под ред. А.М. Прохорова. В 2-х т. — М.: Сов. радио, 1978. — 400 с.
11. Теория и расчет элементов приборов / Г.Г. Ишанин, Э.Д. Панков, В.С. Радайкин, А.Э. Потемкин. — СПб.: Политехника, 1993. — 224 с.
12. Фрайден Дж. Современные датчики. — М.: Техносфера, 2005. — 592 с.

ГЛАВА 7

РЕЗИСТИВНЫЕ ДАТЧИКИ

7.1. Основные характеристики

Электрическое сопротивление является наиболее распространенным параметром измерительных цепей различных преобразователей [5]. В цепях с сосредоточенными параметрами электрическое сопротивление воспроизводится в виде самостоятельного конструктивно оформленного элемента — резистора, состоящего из изоляционного каркаса, на который нанесен чувствительный элемент в виде проволоки или тонкого слоя токопроводящего материала, обладающего определенным электрическим сопротивлением.

Диапазон номинальных значений сопротивлений современных резисторов чрезвычайно широк — от низкоомных (единицы и доли ома) до высокоомных (10^5...10^7 Ом и выше). Погрешности прецизионных резисторов сведены до сотых долей процента, а у резисторов общего назначения могут достигать нескольких десятков процентов.

Основными характеристиками резисторов являются: номинальное сопротивление $R_{ном}$, допустимая погрешность и допустимая временная нестабильность, которые нормируются соответствующими стандартами в зависимости от класса точности и типа резистора. Важными параметрами, характеризующими качество резисторов или определяющими условия их работы, являются номинальная мощность $P_{ном}$ или предельное рабочее напряжение $U_{max,}$ температурная нестабильность или температурный коэффициент сопротивления, уровень собственных шумов.

Под ***номинальной мощностью*** резистора понимают наибольшую активную мощность, которую резистор может длительное время рассеивать при условии, что его погрешность не будет превышать значений, регламентируемых классом точности резистора. Исходя из номинальной мощности резистора и номинального сопротивления устанавливается предельное рабочее напряжение

$$U_{\max} = \sqrt{R_{ном} P_{ном}}.$$

Температурная нестабильность*, или* ***температурный коэффициент*** сопротивления (ТКС) характеризует относительное изменение сопротивления, вызванное изменением температуры.

Собственные шумы резисторов складываются из тепловых и токовых. Причиной тепловых шумов являются флуктуационные изменения объемной концентрации электронов в проводящем материале, обусловленные тепловым движением. Тепловые шумы присущи всем видам резисторов, а их уровень

определяется значением напряжения тепловых шумов, значение которого согласно уравнению Найквиста

$$U_{\text{Т}} = \sqrt{4kTR\Delta f},$$

где k — постоянная Больцмана; R — сопротивление резистора; T — его абсолютная температура; Δf — рабочая полоса частот.

Токовые шумы возникают практически только в резисторах с зернистой структурой токопроводящего слоя, т.е. непроволочных резисторах, и являются следствием некоторой нестабильности контактов между проводящими зернами. Уровень токовых шумов определяется отношением действующего значения напряжения токовых шумов U_m к значению напряжения U, приложенного к резистору, и может достигать единиц мкВ/В.

Временная нестабильность сопротивления резистора характеризуется относительным изменением сопротивления за определенное время (обычно за год) и определяется свойствами проводящего материала, конструкцией и, в значительной степени, технологией изготовления резистора.

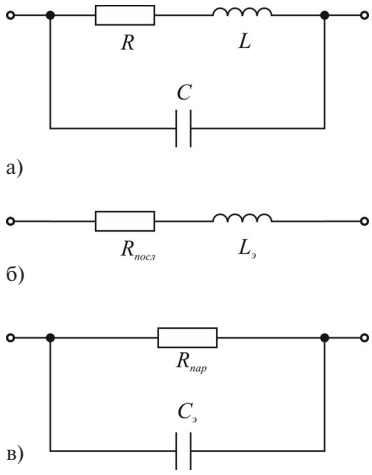


Рис. 7.1. Эквивалентные схемы резисторов

Сопротивление резистора в общем случае не является чисто активным (рис. 7.1, *а*).

В зависимости от того, какой из остаточных параметров резистора преобладает, эту схему можно представить, как на рис. 7.1, *б,* где

$$R_{посл} = \frac{R}{(1-\omega^2 LC)^2 + (\omega RC)^2},$$

$$L_э = \frac{L(1-\omega^2 LC) - R^2 C}{(1-\omega^2 LC) + (\omega RC)}.$$

или как на рис. 7.1, *в,* где

$$R_{пар} = R\left[1 + \omega^2\left(\frac{L}{R}\right)^2\right],$$

$$C_э = C - \frac{1}{\omega^2 L + \frac{R^2}{L}}.$$

На низких частотах, где членами, содержащими ω^2, можно пренебречь

$$R_{посл} = R_{пар} = R;\ L_э = L - R^2 C;\ C_э = C - \frac{L}{R^2}.$$

Резисторы, предназначенные для работы не только в цепях постоянного, но и в цепях переменного тока, имеют уменьшенное значение остаточных реактивностей и носят название безреактивных. Основной характеристикой резистора для работы на переменном токе является постоянная времени резистора

$$T = \frac{L}{R}(1-\omega^2 LC) - RC \approx \frac{L}{R} - RC.$$

В зависимости от вида токопроводящего материала резисторы могут быть проволочными и непроволочными. Проволочный резистор имеет чувствитель-

ный элемент из проводникового материала в виде проволоки, намотанной на круглый или плоский каркас из изоляционного материала или металлический изолированный каркас. Резисторы, изготовленные из проводов сравнительно большого диаметра (примерно от 0,005 мм и более), называют проволочными, а из более тонких — микропроволочными.

Основными параметрами, характеризующими свойства проводниковых материалов, являются удельное электрическое сопротивление, температурный коэффициент удельного сопротивления, термо-э.д.с в паре с медью, коэффициент линейного расширения.

Удельное сопротивление определяет размеры резистора. Поэтому с целью получения при прочих равных условиях минимальных размеров резистора удельное сопротивление материала чувствительного элемента должно быть большим. ТКС является характеристикой температурной нестабильности, следовательно, его значение должно быть ничтожно малым, а в идеальном случае равным нулю. Следует отметить, что ТКС резистора определяется главным образом ТКС материала чувствительного элемента. Однако на значении ТКС резистора сильно сказывается тензоэффект, т.е. изменение сопротивления чувствительного элемента из-за возникновения в нем механических напряжений, вызванных изменением температуры при неодинаковых температурных коэффициентах линейного расширения чувствительного элемента и каркаса. Возникающие при этом механические напряжения в проводе могут сильно сказываться и на временной нестабильности сопротивления резистора. Поэтому каркасы прецизионных резисторов делают обычно из алюминиевых сплавов или даже меди, температурные коэффициенты линейного расширения которых близки к температурному коэффициенту линейного расширения материалов чувствительных элементов. Из пластмасс наиболее подходящим является материал марки АГ-4. Однако он трудно поддается прессованию, когда каркас имеет сложную форму [6].

Наиболее типичным и распространенным материалом для изготовления резисторов является ***манганин*** — сплав меди (около 85%), марганца (12...13%) и никеля (около 3%), имеющий удельное электрическое сопротивление ρ = = 0,42...0,48 мкОм/м; ТКС α_ρ (-3...+4) 10^{-5} 1/К; термо-э.д.с. в паре с медью $e_т$ = = 1...2 мкВ/К. Манганин отличается высокой временной стабильностью, что достигается его специальной термообработкой — отжигом в вакууме при температуре 550...600 °С с последующим медленным охлаждением. Для снятия механических напряжений, возникающих в материале при намотке резисторов, готовые резисторы подвергаются искусственному старению, т.е. циклическому нагреву до 120...130 °С с последующим охлаждением до комнатной температуры. Годовая нестабильность состаренного манганинового проволочного резистора может составлять 0,001% и менее.

Другим сплавом высокого удельного сопротивления является ***константан*** (около 60% меди и 40% никеля), имеющий ρ = 0,48...0,52мкОм/м; α_ρ = = (0,5...2,5) 10^{-5} 1/К. Существенным недостатком константана является большая термо-э.д.с. в паре с медью e_m = 45...55 мкВ/К, что значительно ограничивает его применение.

Весьма перспективными сплавами являются сплавы ***медь—марганец—германий, золото—хром*** и др. Проволочные резисторы обладают заметной оста-

точной реактивностью, для уменьшения которой применяют бифилярную намотку, специальной конструкции каркасы, в результате чего удается уменьшить их постоянную времени до $(1...5)\cdot 10^{-9}$ с в резисторах, с плоскими каркасами и до $(1...50)\cdot 10^{-7}$ с в резисторах с круглыми каркасами.

Диапазон номинальных значений, сопротивлений проволочных резисторов лежит в пределах от 0,001 (бескаркасная проволочная, петля) до 10^6 Ом. Более высокоомными бывают микропроволочные резисторы, изготовленные на базе литого манганинового микропровода. Следует отметить, что процесс литья микропровода сопровождается изменением химического состава исходного материала вследствие испарения и окисления основных его компонентов. В результате в готовом микропроводе в зависимости от его диаметра содержание марганца может колебаться в пределах 5...13%, а никеля 2...3%. Это приводит к сравнительно большому разбросу удельного сопротивления и ТКС, увеличению временной нестабильности, что ограничивает точность микропроволочных резисторов. Их погрешность обычно не меньше 0,01%.

Чувствительным элементом непроволочных резисторов является тонкий слой токопроводящего материала, нанесенного на изоляционный каркас. Основными видами непроволочных резисторов являются углеродистые, металлизированные (металлопленочные и металлоокисные) и композиционные. Проводящий слой последних представляет собой композицию проводящего и непроводящего материалов.

Нестабильность всех видов непроволочных резисторов лежит в пределах 1...5% в год. Исключение составляют металлопленочные резисторы, нестабильность которых не превышает 0,05...0,1% в год. ТКС большинства непроволочных резисторов равен $(3...10)\cdot 10^{-4}$ 1/К. Металлоокисные резисторы имеют на порядок меньший ТКС.

Отличительной особенностью непроволочных резисторов является незначительная остаточная реактивность. Постоянная времени специальных конструкций непроволочных резисторов может быть сведена до $(0{,}2...2)\cdot 10^{-10}$ с.

Как проволочные, так и непроволочные прецизионные резисторы в измерительной технике находят широкое применение как элементы цепей резистивных делителей напряжения, универсальных шунтов, добавочных сопротивлений. Основные характеристики наиболее распространенных типов резисторов приведены в табл. 7.1

Таблица 7.1. Основные характеристики некоторых типов резисторов

Тип резистора	Диапазон сопротивлений, Ом	Допуск, ± %	Номинальная мощность, Вт	ТКС, 10^{-4} 1/К	
Проволочные	ПТ ПТМН	$20...10^6$ $1...10^6$	2 0,25; 0,5; 1	0,5; 1; 2 0,5; 1	+2,0 ±(1...1,5)
Микропроволочные	С5-5 С5-41Т С5-15 МПХ С5-25Т	$1...180\cdot 10^3$ $15...10\cdot 10^3$ $100...100\cdot 10^3$ $10\cdot 10^3...20\cdot 10^6$ $1...30\cdot 10^3$	0,05...5 0,1...2 0,05...5 0,02; 0,05 0,1...5	1; 2; 5; 8; 10 0,25 0,05 0,05; 0,1; 0,2; 0,5 0,25; 0,5; 1	±(0,5...1,5) ±1 ±1,5 ±0,1 ±0,35

Продолжение табл. 7.1

Тип резистора	Диапазон сопротивлений, Ом	Допуск, ± %	Номинальная мощность, Вт	ТКС, 10^{-4} 1/К	
Непроволочные	УЛИ	$1...10^6$	1; 2; 3	0,125...1	-(3...10)
	МГИ	$10 \cdot 10^3...5{,}1 \cdot 10^6$	0,5; 1	0,5	±3
	С2–13	$1...10^6$	от 0,5 до 5	0,125...12	±(0,25...6)
	С2–29	$1...10^6$	0,1...0,5	0,125...0,5	±(0,25...3)
	БЛП	$1...100 \cdot 10^3$	0,5; 1	0,1...1	-(1,2...2,5)

Печатные резисторы являются одной из разновидностей непроволочных. Изготовляют их методом фотолитографии. Исходным материалом для чувствительных элементов таких резисторов является манганиновая или нихромовая фольга, наклеенная на плоскую изоляционную (обычно стеклотекстолитовую) или изолированную металлическую подложку. Номинальные значения сопротивлений прецизионных печатных резисторов находятся в пределах от $5 \cdot 10^{-3}$ до $5 \cdot 10^3$ Ом. Низкоомные резисторы изготовляют обычно из манганина, высокоомные — из нихрома.

Особенность технологии печатных резисторов позволяет получать на одной печатной плате декады сопротивлений и даже измерительные устройства, например, делители напряжения. Идентичность параметров всех резисторов в пределах одной платы, одинаковые условия их работы, в частности температурные, обеспечивают высокую точность, временную стабильность и температурную независимость отношений сопротивлений. Годовая нестабильность отношения сопротивления обычно не превышает здесь 0,0005...0,001%.

7.2. Реостатные датчики перемещений

Реостатными называются датчики, выполненные в виде реостата, движок которого перемещается под действием входной преобразуемой величины. Выходной величиной является электрическое сопротивление, функционально связанное с положением движка. Следует отметить, что реостатные датчики применяются не только для преобразований перемещений. Так как в перемещения могут быть преобразованы с помощью механических упругих элементов многие неэлектрические величины, то реостатные преобразователи используются в датчиках давления, силы, расхода, уровня и т.п. [4].

В зависимости от материала чувствительного элемента реостатные преобразователи делятся на проволочные, непроволочные, фотоэлектрические, жидкостные и из проводящей керамики.

Проволочные реостатные датчики отличаются наивысшей точностью и стабильностью функции преобразования, имеют малое переходное сопротивление, низкий уровень шумов, малый ТКС. Их недостатком является низкая разрешающая способность, сравнительно невысокое сопротивление (до десятков килоом), ограниченная возможность применения на переменном токе, обусловленная остаточными индуктивностью и емкостью намотки. Указанные

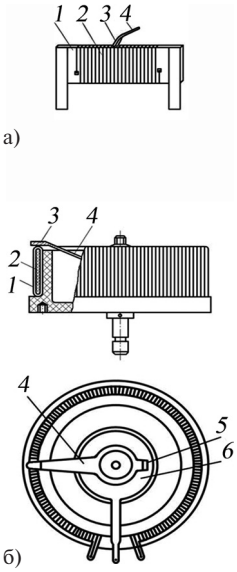


Рис. 7.2. Реостатные преобразователи

недостатки отсутствуют ***в непроволочных*** датчиках, однако они значительно уступают проволочным по точности.

Наиболее распространенными являются проволочные реостатные преобразователи, которые в зависимости от конструктивного исполнения делятся на преобразователи с поступательным и преобразователи с вращательным перемещением подвижного элемента. Первые (рис. 7.2, *а*) изготавливаются обычно на стержневых, трубчатых или пластинчатых каркасах *1*, на которые намотана с заданным шагом или виток к витку изолированная резистивная проволока, образующая чувствительный элемент *2*. Подвижным элементом является контактная щетка, состоящая из контакта *3* и контактодержателя *4*.

Преобразователи с вращательным перемещением подвижной части могут быть однооборотными или многооборотными. Однооборотные (рис. 7.2, *б*) имеют чувствительный элемент в виде обмотки *1,* нанесенной на кольцевой каркас *2*. Подвижный элемент такого преобразователя состоит из контактной токосъемочной щетки *3,* укрепленной на щеткодержателе *4*. Токосъем осуществляется при помощи контактной пружины 5, скользящей по неподвижному токосъемочному кольцу *6*.

К материалу проволоки реостатных преобразователей предъявляется ряд требований, в частности, он должен обладать высоким удельным электрическим сопротивлением, малым ТКС, обладать стабильностью характеристик во времени, высокой коррозионной стойкостью, большой прочностью на разрыв. В реостатных преобразователях широко используют обмотки из манганина, константана, а в случаях, когда преобразователь должен работать в условиях повышенных температур, обмотки изготовляют из железо-хромовых или никелево-хромовых сплавов.

В особо ответственных случаях и при специфических условиях работы применяют сплавы на базе благородных металлов. Так, в случае, когда к реостатному преобразователю предъявляются требования высокой износостойкости, применяется, в частности, платино-иридиевый сплав (90% платины и 10% иридия). Добавка иридия к платине увеличивает ее твердость, износостойкость, химическую стойкость. Удельное сопротивление этого сплава $\rho = 0{,}23$ Ом·м, а диаметр провода может быть достаточно малым (от 0,01 мм), что позволяет изготовлять высокоомные преобразователи весьма малых габаритов.

Для обеспечения высокой стабильности характеристик реостатных преобразователей предъявляются определенные требования и к каркасам. Они должны сохранять свои размеры в широком температурном диапазоне, в условиях повышенной влажности. Кроме того, каркасы должны обладать высокой теплопроводностью, что позволит увеличить удельную рассеиваемую в преобразователе мощность. Поэтому каркасы прецизионных реостатных преобразователей изготовляют из алюминиевых сплавов АМг, Д1, Д16. В преобразователях, допускающих погрешность преобразования 1% и более, они могут изготовляться из изоляционных материалов, например, гетинакса, текстолита, стеклопластика и др.

Конструкция контактных щеток в значительной степени определяет качество преобразователя и, в первую очередь, уровень так называемого контактного шума, генерируемого щеткой при ее движении по дорожке преобразователя. Контактный шум, возникающий в области контакта, вызывается вариациями контактного сопротивления, которые, в свою очередь, связаны с вариациями контактной площади и контактного давления, особенно при наличии на дорожке посторонних частиц. Контактный шум имеет тенденцию к росту во времени вследствие износа, загрязнения и окисления дорожки и щетки.

Контактные щетки прецизионных реостатных преобразователей выполняются в виде двух-трех проволочек диаметром 0,1...0,2 мм (несколько отличающихся одна от другой по длине), которые укреплены на щеткодержателе. Разная длина контактных проволочек обеспечивает их разные собственные частоты механических колебаний, что способствует устойчивой работе преобразователя в условиях вибраций. У менее точных преобразователей щетки делаются пластинчатыми, состоящими из одной профилированной пластины с одним или двумя надрезами, обеспечивающими различные собственные частоты вибраций отдельных ее выступов. Проволочные щетки рассчитаны на контактные усилия 0,003...0,005 Н, пластинчатые 0,05...0,1 Н. Ширина контактной поверхности щетки должна быть равной двум-трем диаметрам проволоки чувствительного элемента.

Изготовляют щетки либо из чистых металлов (платины, серебра), либо из сплавов (платины с иридием или бериллием, фосфористой бронзы, медно-серебряных сплавов и т. п.). При выборе материала щеток не следует забывать и о термоэлектрическом эффекте, особенно для преобразователей, предназначенных для работы на постоянном токе.

Вид функции преобразования $R_{вых} = f(x)$ реостатного преобразователя определяется характером изменения шага намотки по длине каркаса, или профилем каркаса при равномерном шаге намотки (для упрощения конструкции прибегают обычно к ступенчатой форме каркаса), или шунтированием участков обмотки соответствующими сопротивлениями. Последний так называемый способ электрического профилирования благодаря ряду преимуществ (возможность получения различных функций преобразования на базе наиболее простого и технологичного линейного реостата, возможность коррекции погрешностей исходного линейного преобразователя и т.п.) получил наибольшее распространение [4].

Определив по графику отношения m_i эквивалентных сопротивлений в узлах аппроксимации к соответствующим значениям сопротивлений линейного преобразователя, определяют сами значения эквивалентных сопротивлений.

Конструктивный расчет реостатного преобразователя сводится обычно к определению диаметра и длины намоточного провода, а также геометрических размеров каркаса. Исходными данными, как правило, являются полное сопротивление $R_{п,}$ длина намотки l, материал намоточного провода и его удельное электрическое сопротивление ρ, максимальная мощность, измерительный ток, допустимое значение погрешности.

Методику расчета реостатных преобразователей можно найти, например, в [6].

Источниками погрешностей реостатных преобразователей являются дискретность выходного сопротивления, отклонение функции преобразования от рас-

четной, вызванное непостоянством диаметра намоточного провода и его удельного электрического сопротивления, изменение температуры преобразователя, термодинамические и токовые шумы, влияние сопротивления нагрузки.

Погрешность дискретности для преобразователей с равномерной намоткой (линейных преобразователей)

$$\delta_{дискр} = \frac{\Delta R_{\min}}{2R_{П}} = \frac{1}{2\omega},$$

где ΔR_{min} — сопротивление одного витка преобразователя; $R_{п,}$ ω — полное сопротивление и число витков обмотки преобразователя.

Для реальных конструкций линейных реостатных преобразователей число витков составляет около 2000, а погрешность дискретности соответственно равна 0,02...0,03%. Суммарная погрешность, вызванная непостоянством электрических параметров преобразователя, достигает 0,03...0,1%. Температурная погрешность, определяемая прежде всего температурным коэффициентом сопротивления намоточного провода, не превышает обычно 0,1% на 10° С.

Методическая погрешность, вызванная влиянием сопротивления нагрузки, в общем случае определяется соотношением сопротивлений преобразователя и нагрузки и в различных измерительных цепях проявляется по-разному. Если, например, линейный реостатный преобразователь включен в цепь как делитель напряжения (рис. 7.3, *а*), то

$$\frac{U_{вых}}{U_{вх}} = \frac{R_x / R_{П}}{1 + R_x / R_н(1 - R_x / R_{П})}.$$

Так как для ненагруженного преобразователя ($R_н = \infty$)

$$\frac{U'_{вых}}{U_{вх}} = \frac{R_x}{R_{П}},$$

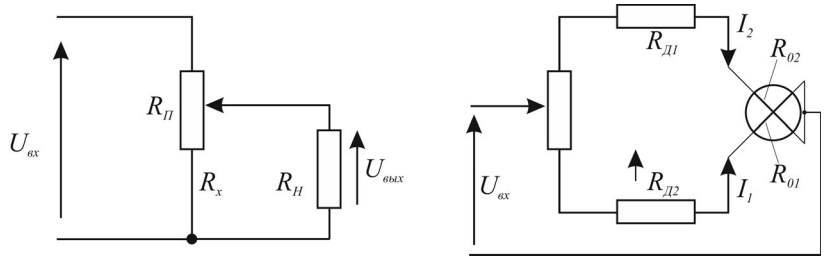
то методическая погрешность отношения $U_{вых} / U_{вх}$

$$\delta_U = \frac{U'_{вых} - U_{вых}}{U'_{вых}} = \frac{R_{П}}{R_н}\left(\frac{R_x}{R_{П}} - 1\right)\frac{R_x}{R_{П}}.$$

Из этого выражения видно, что методическая погрешность реостатного преобразователя будет незначительной лишь в случае, когда сопротивление нагрузки в десятки раз превышает полное сопротивление преобразователя.

Наиболее распространенной измерительной цепью реостатного преобразователя является цепь с логометром (рис. 7.3, *б)*. Согласующие сопротивления $R_{д1}$ и $R_{д2}$ определяются параметрами преобразователя и логометра. Зная диапазон отношений токов логометра $\left(\frac{I_1}{I_2}\right)_{\min} \ldots \left(\frac{I_1}{I_2}\right)_{\max}$, сопротивления R_{01} и R_{02} его обмоток, а также минимальные значения токов $I_{1\min}$ и $I_{2\min}$, необходимые для устойчивой работы логометра, можно определить $R_{д1}$ и $R_{д2}$ исходя из следующих равенств:

$$\left(\frac{I_1}{I_2}\right)_{\min} = \frac{R_{д2} + R_{02}}{R_{П} + R_{д1} + R_{01}},$$



а) б)

Рис. 7.3. Измерительные цепи реостатных преобразователей

$$\left(\frac{I_1}{I_2}\right)_{\max} = \frac{R_П + R_{д2} + R_{02}}{R_{д1} + R_{01}}.$$

Напряжение питания должно быть

$$U > I_{1\min}(R_{01} + R_{д1} + R_П) \text{ и } U > I_{2\min}(R_{02} + R_{д2} + R_П).$$

Реостатные преобразователи применяют в датчиках линейных и угловых перемещений и ускорений, а также статических давлений. Некоторые конструкции таких устройств приведены в [4].

7.3. Тензорезистивные датчики

В основе принципа работы тензорезисторов лежит явление ***тензоэффекта***, заключающееся в изменении электрического сопротивления проводящего материала при его механической деформации. Основной характеристикой чувствительности материала к механической деформации является коэффициент относительной тензочувствительности k, определяемый как отношение относительного изменения сопротивления к относительному изменению длины проводника:

$$k = \frac{\varepsilon_R}{\varepsilon_l} = \frac{\Delta R / R}{\Delta l / l}.$$

Так как сопротивление проводника связано с удельным электрическим сопротивлением ρ материала, длиной l и площадью поперечного сечения S_q этого проводника зависимостью

$$R = \rho \frac{l}{S_q},$$

то относительное изменение сопротивления, вызванное деформацией проводника под действием равномерного механического напряжения, равно

$$\frac{1}{R}\frac{dR}{d\sigma} = \frac{1}{l}\frac{dl}{d\sigma} - \frac{1}{S_q}\frac{dS_q}{d\sigma} + \frac{1}{\rho}\frac{d\rho}{d\sigma}.$$

Из последнего выражения следует, что при конечном изменении напряжения σ относительное изменение сопротивления

$$\frac{\Delta R}{R} = \frac{\Delta l}{l} - \frac{\Delta S_q}{S_q} + \frac{\Delta \rho}{\rho}.$$

При деформации твердых тел изменение их длины связано с изменением объема. При этом изменение объема в зоне упругих деформаций для каждого материала является величиной постоянной и характеризуется коэффициентом Пуассона $\mu = -\frac{\varepsilon_d}{\varepsilon_l}$, где $\varepsilon_d = \frac{\Delta d}{d}$ (здесь d — диаметр проводника круглого сечения или поперечный размер проводника квадратного сечения).

Учитывая, что $\frac{\Delta d}{d} = \frac{1}{2}\frac{\Delta S_q}{S_q} = -\mu\frac{\Delta l}{l}$, получим выражение для коэффициента относительной тензочувствительности

$$k = 1 + 2\mu + \frac{\Delta\rho / \rho}{\Delta l / l}.$$

Для некоторых металлов удельное электрическое сопротивление практически не меняется под действием механических деформаций, а коэффициент k может быть для них принят равным $k = 1 + 2\mu$. Так как коэффициент Пуассона для металлов имеет значение 0,24...0,4, то значение коэффициента тензочувствительности часто считают примерно равным 1,48... 1,8. В общем же случае коэффициент тензочувствительности проводника содержит составляющую, которая определяется изменением его удельного электрического сопротивления и может быть как положительной, так и отрицательной. Для металлов коэффициент тензочувствительности составляет 0,5...4.

Механическое напряжение σ в исследуемой детали связано с модулем упругости E материала этой детали соотношением

$$\sigma = E\frac{\Delta l}{l}.$$

Следовательно, уравнение преобразования тензорезистора можно представить в виде

$$\frac{\Delta R}{R} = \frac{k\sigma}{E}.$$

Как материал исследуемой детали, так и материал проволоки тензорезистора должны подвергаться механическим напряжениям, не превышающим предела упругих деформаций, в противном случае в материале произойдут необратимые деформации. Поэтому допустимое значение напряжений не превышает 20...30% предела упругости.

Так как значение относительной деформации $\Delta l / l$ в пределах упругих свойств материала не превышает $2{,}5 \cdot 10^{-3}$, то при $\kappa = 0{,}5...4$ относительное изменение сопротивления $\frac{\Delta R}{R} = (1{,}25...10) \cdot 10^{-3}$, т.е. не превышает 1%. В связи с

этим сопротивление тензорезистора должно обладать высокой временной стабильностью, иметь незначительный ТКС.

Основными требованиями, предъявляемыми к материалам тензоретисторов, являются также возможно большее значение коэффициента тензочувствительности, высокое удельное электрическое сопротивление. Кроме того, температурный коэффициент линейного расширения чувствительного элемента преобразователя должен быть по возможности равным температурному коэффициенту линейного расширения материала исследуемого объекта.

Коэффициент тензочувствительности полупроводниковых тензорезисторов определяется в основном изменением удельного электрического сопротивления

$$k = \frac{\varepsilon_R}{\varepsilon_l} \approx m = \frac{\Delta\rho / \rho}{\Delta l / l}.$$

Значения k полупроводниковых тензорезисторов, в отличие от проводниковых, в значительной мере зависят от степени деформации, температуры, удельного электрического сопротивления, типа проводимости и достигают 150...200. При этом в полупроводниках n-типа коэффициент тензочувствительности отрицательный, а в полупроводниках p-типа — положительный (табл. 7.2).

Таблица 7.2. Основные характеристики тензочувствительных материалов

Материал	Коэффициент тензочувствительности k	Модуль упругости E, ГПа	ТКС, 10^{-6} 1/К	ТК линейного расширения, 10^{-6} 1/К	Удельное сопротивление, мкОм·м	Термо-э.д.с. с медью, мкВ/К	ТК тензочувствительности, 10^{-6} 1/К
Константан	1,9...2,1	±150	±50	14...15	0,46...0,50	-40	
Нихром	2,1...2,3	180	22	14	0,9...1,7	+22	
Платинородий	5,1 ...5,5	—	1700	—	0,2	—	
Элинвар	0,7 ...3.8	176	300	0,9	0,84	0,3	
Германий (дендрит):							
n-типа *[111]*	-150	155	1500	0,1...6	$0{,}25 \cdot 10^4$	—	3000
p-типа *[111]*	+ 100	155	3000...8000	0,1...6	$1{,}1 \cdot 10^4$	—	400...5000
Кремний:							
n-типа *[100]*	-130	130	6000	0...4	$0{,}35 \cdot 10^4$	—	3000
p-типа *[111]*	+ 175	190	1300	0...4	$7{,}8 \cdot 10^4$		2000

Для ***жидких тензорезистивных материалов*** (ртути, электролитов), практически не меняющих своего объема в процессе деформации, коэффициент тензочувствительности $k = 2$. Действительно, при постоянном объеме V сопротивление R проводника с постоянным поперечным сечением вдоль всей длины пропорционально квадрату длины:

$$R = \rho \frac{l}{S_q} = \rho \frac{l^2}{V}.$$

а его изменение при $V = \text{const}$ и $\rho = \text{const}$

$$\Delta R = \frac{\rho}{V} 2l\Delta l.$$

Отсюда

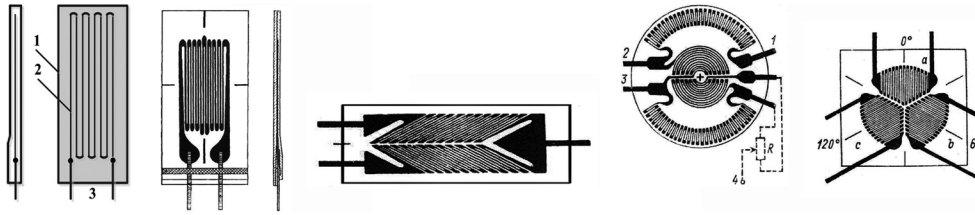
$$k = \frac{\varepsilon_R}{\varepsilon_l} = \frac{\Delta R / R}{\Delta l / l} = 2.$$

В практике измерительных преобразований ***тензоэффект*** используется в двух направлениях. Это, во-первых, изменение сопротивления проводника или полупроводника в результате ***объемного сжатия***. Входной величиной такого преобразователя является давление окружающего его газа или жидкости. На этом принципе строятся датчики высоких и сверхвысоких давлений, которые изготовляются в виде бескаркасной обмотки, намотанной обычно из манганиновой проволоки, а преобразователями низких давлений является германиевый или кремниевый тензорезистор.

Сущность второго направления заключается в использовании тензоэффекта растягиваемого или сжимаемого тензочувствительного материала. Преобразователи этой группы могут быть выполнены в виде наклеиваемых проволочных, фольговых или пленочных, либо так называемых свободных (навесных) тензопреобразователей.

В качестве материалов проволочных тензорезисторов используют чаще всего константан, нихром, элинвар, платинородий (табл. 7.2). Однако наибольшее распространение в отечественной тензометрии получили тензорезисторы из специальной константановой микропроволоки диаметром 0,025...0,035 мм.

Наиболее распространенные конструкции наклеиваемых тензодатчиков приведены на рис. 7.4, а характеристики некоторых типов тензорезисторов в табл. 7.3



а) б) в) г) д)

Рис. 7.4. Некоторые разновидности тензодатчиков

Датчик с плоской формой решетки (рис. 7.4, *а*) имеет подложку *1* из тонкой бумаги или лаковой пленки, на которую наклеена плоская решетка *2* из тензочувствительной проволоки. К концам проволоки присоединены пайкой или сваркой выводы *3* из медного провода. Сверху датчик покрыт слоем лака. Такие датчики имеют измерительную базу (длину занимаемую проволокой) обычно 3...20 мм, а их сопротивление равно 20...500 Ом.

Таблица 7.3. Основные характеристики некоторых типов тензорезисторов

Наименование тензорезисторов	Маркировка	База *l*, мм	Коэффициент тензочувствительности	Номинальное сопротивление *R*, Ом	Предельная деформация ε_{max}, %	Ползучесть, % , ч
Проволочные одноэлементные петлевые на бумажной основе	ПКБ -3— 50 ПКБ — 30— 400	3...30	1,9...2,2	50...400	±03	0.5...2,5
	2ПКБ — 5—502 ПКБ — 30—400	5...30	1,9...2,2	50...400	±0,3	0,5...2.5
	К — 2—20... К — 30—200	2...30	1,9...2,2	20...200	±0.5	2,0
	Е428 — 005 Е428 — 012 Е428 — 025	3 6 10	1,9...2,2	65 100 200	±0,5	2,0
Одноэлементные петлевые на пленочной основе	ПКП5 — 100 ПКП — 20 400	5...20	1,9...2,2	100...400	±03	0,1...0.5
Многоэлементные петлевые на бумажной основе	2ППКБК — 10—150 2ППКБК — 100—300	10...100	1,9...2,2	150...300	±1.0	до 0,5
Многоэлементные петлевые на пленочной основе	2ППКП — 10—150 2ППКП — 20—150 3ППКП — 10—150 3ППКП — 20—150	10 20 10 10	1,9...2,2	150	±1,0	до 0,5
Фольговые одноэлементные с прямоугольной решеткой	2ФКПА	1...20	2,0...2,2	50...200		0,5
	1ФКТК	5...15	2,0...2,2	100...400		0,5
	2ФКПД	5	2,0...2.2	50...200		0,5
Полупроводниковые кремниевые без основы	Ю — 8А	1,4	+100	110; 162; 220	0,1	3...5
	Ю — 8Б	1,4	–100	90; 138; 180	0,1	3...5
	Ю — 12А	2,4; 6,4; 12,4	+ 100	110...750	0,1	3...5
	Ю — 12Б	2,4; 4,4; 6,4	–100	90...610	0,1	3...5

Для получения тензодатчиков с малой базой (1...3 мм) их делают двухслойными и изготовляют путем намотки тензочувствительной проволоки на трубчатый бумажный каркас, который после проклеивания расплющивается и наклеивается на подложку.

Погрешность проволочных резисторов может быть сведена до 0,1 ...0,2%.

Фольговые тензопреобразователи (рис. 7.4, *б*) представляют собой наклеенную на подложку тензочувствительную решетку, вытравленную из фольги толщиной 0,01...0,02 мм. Они имеют определенные преимущества перед проволочными. В частности, поскольку отношение поверхности тензочувствитель-

ной дорожки к ее поперечному сечению велико, то улучшается теплоотдача, что позволяет значительно увеличить плотность тока, если только деталь, к которой приклеивается тензопреобразователь, не обладает очень малой теплоемкостью. Недостатком обычных фольговых преобразователей является сравнительно низкое сопротивление, не превышающее обычно 50 Ом.

В последнее время широкое распространение получили ***пленочные тензорезисторы***. Процесс их изготовления заключается в вакуумной возгонке тензочувствительного материала с последующей конденсацией его на подложку. Для изготовления пленочных тензорезисторов применяются как металлические (например, титаноалюминиевый сплав), так и полупроводниковые (германий, кремний) материалы. При изготовлении как фольговых, так и пленочных тензопреобразователей можно предусмотреть любой рисунок их решетки, что является существенным их достоинством, благодаря чему они находят применение для исследований механических напряжений деталей самой разнообразной конфигурации.

Существенным преимуществом при изготовлении как фольговых, так и пленочных тензорезисторов является возможность предусмотреть любой рисунок их решетки, благодаря чему они находят применение для исследований механических напряжений деталей самой различной конфигурации. Например, тензопреобразователь на рис. 7.4, *в*, состоящий из двух тензочувствительных элементов, оси чувствительности которых размещены под углом 90°, используют при измерениях деформаций валов, вызванных крутящими моментами.

На рис. 7.4, *г* подана мостовая структура тензорезистивных преобразователей, состоящая из четырех тензорезисторов, которые образуют четыре плеча измерительного моста. Тензомост наклеивается на жесткую мембрану. В результате действия на мембрану измеряемого давления тензорезисторы, размещенные в центре, воспринимают деформацию расширения, а периферийные — деформацию сжатия. Выводы 1 и 3 предназначены для подключения напряжения питания моста, 2 и 4 — выводы измерительной диагностики. Подгоночный резистор R используется для предварительного уравновешивания моста при отсутствии измеряемого давления.

Розетка из трех тензорезисторов (рис. 7.4, *д*) используется при измерениях механических напряжений в деталях, находящихся в плосконапряженном состоянии, в случае, когда направление действия напряжений и их значения определяют по изменению сопротивлений данных трех тензорезисторов.

Повышенные требования современной науки и техники, а именно необходимость сравнительно высоких значений сопротивления тензорезисторов (> 6 кОм) для возможности его сопряжения с преобразователями с унифицированным выходным сигналом 4...20 мА, необходимость миниатюризации преобразователей достигаются благодаря новым успехам техники литографии. Появились тонкопленочные тензорезистивные преобразователи, которые методом фотолитографии наносятся на предварительно изолированную поверхность механического упругого элемента (мембраны). Тонкопленочные тензорезисторы имеют по сравнению с фольговыми большие преимущества — они намного меньше изменяют свойства мембраны, на которую наклеиваются, а следовательно появляется возможность использовать очень тонкие мембраны и создавать преобразователи низких давлений (менее 5 бар).

В качестве материалов тонкопленочных тензорезисторных преобразователей используют металлы (хром-кремний, хром-никель, платина-иридий), а в качестве изоляционных материалов — двуокись кремния или двуокись алюминия.

Основным недостатком тонкопленочных тензорезистивных преобразователей является сравнительно высокая стоимость их изготовления.

7.4. Полупроводниковые тензодатчики

Полупроводниковые монокристаллические тензорезисторы изготовляют, в основном, из германия и кремния, имеющих кубическую кристаллическую решетку. В такой решетке принято различать три кристаллографические направления, которые обозначаются индексами Миллера. Направление, обозначенное индексом [111], совпадает с диагональю куба, [110] — с диагональю грани, [100] — с ребром куба. Тензочувствительность полупроводникового тензорезистора зависит от ориентации его чувствительного элемента относительно кристаллографических направлений.

Для серийных полупроводниковых тензорезисторов используют преимущественно кремний *p*-типа [111] с удельным электрическим сопротивлением $\rho_0 = 0{,}02\ldots0{,}04$ Ом·см и кремний *n*-типа [100] с удельным сопротивлением $\rho_0 = 0{,}02\ldots0{,}03$ Ом·см. Усредненная функция преобразования (зависимость относительного изменения сопротивления $\Delta R / R$ от относительной деформации ε) таких тензорезисторов имеет вид:

$$\frac{\Delta R}{R} = 120\varepsilon + 4000\varepsilon^2$$

для тенозорезисторов *p*-типа [111], $\rho_0 = 0{,}02$ Ом·см и

$$\frac{\Delta R}{R} = 110\varepsilon + 10000\varepsilon^2$$

для тенозорезисторов *n*-типа [100], $\rho_0 = 0{,}03$ Ом·см.

Современная полупроводниковая тензометрия имеет несколько направлений. Одно из них связано с развитием единичных наклеиваемых тензорезисторов, являющихся функциональным аналогом проволочных тензорезисторов. Это, в частности, тензорезисторы *Ю-8* и *Ю-12*. Конструктивно они оформлены в виде гантелеобразной пластины кремния кристаллографического направления максимального тензоэффекта. Коэффициент тензочувствительности таких элементов при температуре 25 ± 10 °С при относительной деформации до 0,1% находится в пределах 90...130, базовая длина равна 5...7 мм, номинальное электрическое сопротивление составляет 100...200 Ом.

К преимуществам таких тензопреобразователей относится высокая чувствительность, миниатюрность, дешевизна (при серийном производстве), возможность интеграции в тензорезистивные структуры. Однако, им свойственны недостатки: сложность монтажа, относительно низкая рентабельность при изготовлении малых партий, значительная зависимость коэффициента относительной тензочувствительности от температуры, чувствительность к вибрациям и скачкообразному изменению давления — «удару давлением», нелинейность

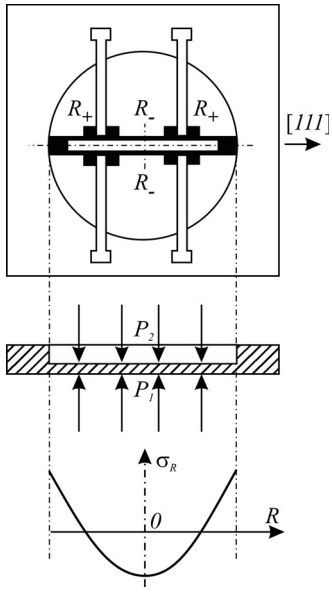


Рис. 7.5. Интегральный тензомодуль мембранного типа

функции преобразования, значительный разброс характеристик. Погрешность единичных полупроводниковых тензорезисторов составляет 0,5...1,0%.

Второе направление, основанное на достижениях физики твердого тела и полупроводниковой технологии [10, 11], предусматривает создание интегральных тензомодулей [1—3, 8, 9]. У такого рода тензопреобразователей (рис. 7.5) упругий элемент (мембрана) изготовляется из кристаллического полупроводника (обычно кремния), на котором методом диффузии формируют мостовую интегральную тензочувствительную схему.

Здесь тензорезистор и упругий элемент представляют единое целое. Следовательно, в отличие от наклеиваемых проволочных тензорезисторов, здесь отсутствует промежуточное вещество между упругим элементом и тензорезистором — клей, который является причиной дополнительных погрешностей у наклеиваимых тензорезисторов. Изоляция чувствительного элемента от тела упругого элемента осуществляется за счет $p - n$-перехода.

Габаритные размеры таких преобразователей составляют 2...6 мм при толщине самого тензорезистора 20...25 мкм. Датчики на основе мостовых тензоструктур имеют сравнительно высокую точность. Их погрешность может быть сведена до 0,1...0,2%.

Литература

1. Байцар Р.И., Варшава С.С. Полупроводниковые микросенсоры. — Львов: Вид. ЛьЦНТЕИ. — 2001. — 288 с. (На укр. яз.).
2. Ваганов В.И. Интегральные тензопреобразователи. — М.: Энергоатомиздат, 1983. — 136 с.
3. Курмашев Ш.Д., Сидорец Р.Г., Шенкевич А.Л. Датчики давления на основе поверхностно-барьерных структур: Тезисы докладов Украинской научн. конф. по физике полупроводников. — Т. 1. Одесса, — 2002. — С. 122.
4. Осадчий Е.П., Тихонов В.И. и др. Проектирование датчиков для измерения механических величин / Под ред. Е.П. Осадчего. — М.: Машиностроение, 1979. — 480 с.
5. Полищук Е.С. Измерительные преобразователи. — Киев: Вища школа, 1981. — 296 с.
6. Полищук Е.С. и др. Средства и методы измерений неэлектрических величин: Учебник. — Львов: Бескид Бит, 2008. — 618 с. (На укр. яз).
7. Ренский А.Б., Баранов Д.С., Макаров Р.А. Тензометрирование строительных конструкций и материалов. — М.: Строиздат, 1977. — 239 с.
8. Schaumburg H. Sensoren. Band 3. B.G. Teubner Stuttgart: 1992.
9. Schaumburg H. (Hrsg.) Sensoranwendungen. Band 8. B.G. Teubner Stuttgart: 1995.
10. Шарапов В.М. и др. Технологии приборостроения. — Черкассы: Брама. — 2009. — 320 с.

ГЛАВА 8

ЕМКОСТНЫЕ ДАТЧИКИ

8.1. Общие сведения

Емкость C конденсатора произвольной формы является функцией его конструктивных параметров и свойств среды, заполняющей пространство, охватываемое воздействием его электрического поля.

В частности, для идеализированной модели конденсатора с плоскопараллельными электродами:

$$C = \frac{\varepsilon_c S}{\delta} = \frac{\varepsilon\varepsilon_0 S}{\delta}, \tag{8.1}$$

где $\varepsilon_c = \varepsilon\varepsilon_0$ — абсолютная диэлектрическая проницаемость среды; $\varepsilon_0 = 8{,}854 \cdot 10^{-12}$ Ф/м — диэлектрическая проницаемость вакуума; ε — относительная диэлектрическая проницаемость среды; S — площадь электродов; δ — расстояние между электродами.

Эта функциональная зависимость и положена в основу работы емкостных измерительных преобразователей перемещений, влияющих непосредственно на S или δ, и диэлектрических свойств среды, воздействующих через ε_c. Применение промежуточных измерительных преобразователей, в частности, механических упругих преобразователей статических сил, давлений, ускорений и т.д. в линейные или угловые перемещения значительно расширяет сферу применения конденсаторных датчиков (динанометры, манометры, виброметры, аксельрометры и т.д.).

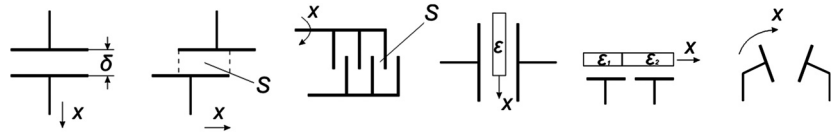
Воздействие через ε_c используется в уровнемерах, анализаторах состава и, в частности, влажности (см. гл. 17) и в других измерительных преобразователях.

Емкостной измерительный перобразователь может быть представлен всего лишь одним потенциальным электродом в предположении, что другой электрод отнесен в бесконечность. В идеальном случае, если потенциальный электрод представляет собой сферу радиусом r, то емкость конденсатора будет определяться выражением:

$$C = 4\pi\varepsilon_c r. \tag{8.2}$$

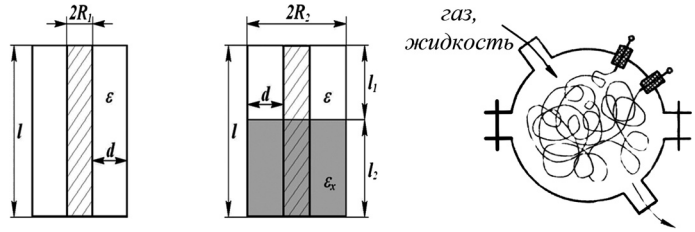
Несмотря на большое разнообразие конструктивных разновидностей емкостных преобразователей, их можно объединить в три группы: датчики с плоскими электродами (рис. 8.1); с коаксиальными электродами (рис. 8.2 а,б) и с электродами произвольной формы (рис. 8.2, *в*).

Рис. 8.1 объясняет принцип построения емкостных преобразователей с плоскими электродами: *а*) и е) преобразователей с изменяющимся расстоянием между электродами; *б*) и *в*) преобразователей с изменяющейся площадью перекрытия электродов; *г*) и *д*) преобразователей с изменяющейся диэлектрической проницаемостью между электродами.



а) б) в) г) д) е)

Рис. 8.1. К принципу действия емкостных датчиков с плоскими электродами



а) б) в)

Рис. 8.2. Емкостные преобразователи: а) и б) с коаксиальными электродами; в) с электродами произвольной формы

Для коаксиального преобразователя (рис. 8.2, *а*,*б*) соответствующие выражения для емкости будут иметь вид:

$$C_a = \frac{2\pi\varepsilon\varepsilon_0 l}{\ln(1 + d / R_1)} \text{ и } C_\delta = \frac{2\pi\varepsilon_0(\varepsilon l_1 + \varepsilon_x l_2)}{\ln(1 + d / R_1)}, \qquad (8.3)$$

где l — полная длина электрода, l_1 — длина части электродов, находящихся в воздухе или иной газообразной среде с относительной диэлектрической проницаемостью ε, и l_2 — длина части электродов, находящихся в исследуемой среде с относительной диэлектрической проницаемостью ε_2, d — расстояние между электродами, R_1 — радиус внутреннего элетрода.

Конструкции емкостных датчиков с электродами произвольной формы могут быть самыми разнообразными: кольцевые, сферические, конические и др. Это разнообразие диктуется спецификой конкретных условий измерений. В частности, на рис. 8.2, *в* представлен возможный вариант датчика диэлектрических свойств жидкостей или газов [16]. Электродами такого датчика служат две гибкие проволоки (одножильные или многожильные). Хотя бы одна из них должна быть покрыта изоляцией. Проволоки укладываются в жгут и произвольно сминаются в клубок требуемой формы (сфера, тор, цилиндр и т.д.). Смятие этого клубка, естественно, не должно быть абсолютным, т.е. между проволочными электродами следует оставлять зазоры, хаотично распределенные по их длине и впоследствии заполняемые анализируемой средой. Каждая проволока одним или двумя концами соединена с клеммами датчика, к которым подключается измеритель емкости. Меняя длину проволок и степень их сжатия, можно в широких пределах изменять начальную емкость датчика. В этом случае «паразитная» емкость проводников обращена в полезную, т.е. рабочую емкость датчика с высоким удельным показателем, достигающим 200—300 пФ/см^3. Данный датчик может быть использован также в системах дискретного контроля уровня, точнее, границы раздела двух сред: газ—жид-

кость, жидкость—жидкость. Расчет емкостей конденсаторов произвольной формы можно облегчить, используя программный комплекс ELCUT. Его упрощенная версия размещена на сайте www.elcut.ru. Определим чувствительность емкостного датчика к той или иной входящей величине [11]. Так как для плоского конденсатора $C = \varepsilon\varepsilon_0 \frac{S_\Pi}{\delta} = \varepsilon_c \frac{S_\Pi}{\delta}$, то

$$dC = \frac{\partial C}{\partial \varepsilon_c} d\varepsilon_c + \frac{\partial C}{\partial S_\Pi} dS_\Pi + \frac{\partial C}{\partial \delta} d\delta \tag{8.4}$$

или, переходя к конечным приращениям, получим:

$$\Delta C = \frac{S_0}{\delta_0} \Delta\varepsilon_C + \frac{\varepsilon_{C0}}{\delta_0} \Delta S - \frac{\varepsilon_{C0} S_0}{(\delta_0 + \Delta\delta)^2} \Delta\delta \tag{8.5}$$

и соответственно относительное изменение емкости

$$\frac{\Delta C}{C_0} = \frac{\Delta\varepsilon_C}{\varepsilon_{C0}} + \frac{\Delta S}{S_0} - \frac{1}{\left(1 + \frac{\Delta\delta}{\delta_0}\right)^2} \frac{\Delta\delta}{\delta_0}, \tag{8.6}$$

где ε_{c0}, S_0, δ_0 — начальные значения (при отсутствии входного воздействия) диэлектрической проницаемости, активной площади и расстояния между электродами; C_0 — начальная емкость преобразователя.

Относительная чувствительность такого преобразователя, как отношение относительного изменения емкости к относительному изменению зазора при ε_c = const и S_Π = const

$$S_\delta = \frac{\Delta C / C_0}{\Delta\delta / \delta_0} = -\frac{1}{\left(1 + \frac{\Delta\delta}{\delta_0}\right)^2}, \tag{8.7}$$

или как относительное изменение емкости к относительному изменению площади (ε_c = const, δ = const)

$$S_S = \frac{\Delta C / C_0}{\Delta S_\Pi / S_{\Pi 0}} = 1, \tag{8.8}$$

и как относительное изменение емкости к относительному изменению диэлектрической проницаемости (S_Π = const, δ = const)

$$S_\varepsilon = \frac{\Delta C / C_0}{\Delta\varepsilon_c / \varepsilon_{c0}} = 1.$$

Так как емкостное сопротивление $X_c = \frac{1}{\omega C}$, то при ω = const

$$dX_c = \frac{\partial X_c}{\partial \varepsilon_c} d\varepsilon_c + \frac{\partial X_c}{\partial S_\Pi} dS_\Pi + \frac{\partial X_c}{\partial \delta} d\delta.$$

Отсюда, переходя к конечным приращениям $\Delta\varepsilon_c$, ΔS_Π и $\Delta\delta$, получим соответствующие выражения для относительных чувствительностей:

$$S'_\delta = \frac{\Delta X_c / X_{c0}}{\Delta\delta / \delta_0} = 1; \tag{8.9}$$

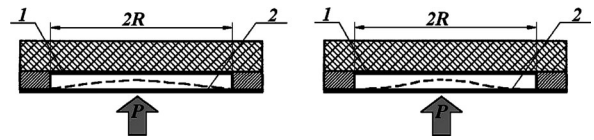
$$S'_{\varepsilon} = \frac{\Delta X_c / X_{c0}}{\Delta\varepsilon_c / \varepsilon_{c0}} = -\frac{1}{\left(1 + \dfrac{\Delta\varepsilon_c}{\varepsilon_{c0}}\right)^2}; \tag{8.10}$$

$$S'_s = \frac{\Delta X_c / X_{c0}}{\Delta S / S_0} = -\frac{1}{\left(1 + \dfrac{\Delta S}{S_0}\right)^2}. \tag{8.11}$$

Из приведенных выражений следует, что относительное изменение емкости преобразователя является линейной функцией изменения площади или диэлектрической проницаемости и нелинейной функцией изменения зазора. Относительное изменение реактивного сопротивления пропорционально относительному изменению зазора и является нелинейной функцией относительного изменения площади S и диэлектрической проницаемости ε. Для одинарных датчиков с нелинейной функцией преобразования относительное изменение соответствующего входного параметра при условии, что функцию преобразования можно считать практически линейной, не должно превышать 10—15%. Для больших относительных изменений входной величины (примерно до 40%) следует применять дифференциальные датчики [11].

8.2. Емкостные датчики давления

Чувствительными элементами емкостных датчиков давления являются мембраны и диафрагмы, преобразующие измеряемое давление в перемещение. При этом они могут быть одновременно использованы в качестве подвижного электрода емкостного датчика. Соотношение между относительным изменением емкости и измеряемым давлением P емкостного датчика давления с неподвижным плоским электродом *1* и подвижным электродом *2* в виде эластичной мембраны (рис. 8.3, *а*) можно определить на основании таких рассуждений.



а) б)

Рис. 8.3. Чувствительные элементы емкостных датчиков давления

Начальная емкость (при отсутствии измеряемого давления) такого датчика равняется

$$C_0 = \varepsilon\varepsilon_0 \frac{\pi R^2}{\delta}. \tag{8.12}$$

Под действием равномерного давления P эластичная мембрана будет приобретать сферическую форму, что приводит к приросту емкости за счет уменьшения расстояния между электродами на величину

$$\Delta C = \frac{\varepsilon\varepsilon_0 \pi R^4}{8\delta^2 W} P, \tag{8.13}$$

а относительное изменение емкости

$$\frac{\Delta C}{C_0} = \frac{R^2}{8\delta W} P, \tag{8.14}$$

где R — радиус мембраны; W — ее жесткость; δ — расстояние между мембраной и неподвижным электродом при отсутствии измеряемого давления.

Таким образом, чувствительность емкостного датчика давления с эластичной мембраной при малых ее прогибах пропорциональна приложенному давлению. Необходимо отметить, что полученный результат применим только для статических отклонений, когда можно пренебречь амортизирующим действием тонкой воздушной прослойки между мембраной и неподвижным электродом. Эта воздушная подушка значительно увеличивает жесткость и снижает чувствительность к динамическим давлениям. Для снижения амортизирующего действия воздушной подушки до пренебрежимо малого значения неподвижный электрод перфорируют [12, 20].

Если в качестве чувствительного элемента емкостного преобразователя давления использовать не эластичную, а жесткую мембрану (рис. 8.3, *б),* то уравнение преобразования в этом случае будет несколько иным:

$$\frac{\Delta C}{C_0} = \frac{1}{16} \frac{(1-\mu^2) R^4}{E\delta h^3} P, \tag{8.15}$$

где E — модуль упругости материала мембраны; h — ее толщина; μ — коэффициент Пуассона.

Следовательно, чувствительность емкостного датчика давления с жесткой мембраной при малых ее прогибах также пропорциональна давлению и сильно зависит от размеров мембраны (пропорциональна, в частности, четвертой степени радиуса и обратно пропорциональна кубу толщины мембраны).

При конструировании емкостных датчиков особое внимание следует уделять выбору материалов. Для получения минимальной температурной погрешности детали емкостного чувствительного элемента должны быть изготовлены из материалов с незначительными и возможно близкими значениями температурных коэффициентов линейного расширения. Например, для изготовления упругих элементов можно рекомендовать дисперсионно-твердеющий немагнитный сплав 55 БТЮ, отличающийся высокими упругими свойствами, стабильностью температурного коэффициента модуля продольной упругости и коррозионной стойкостью. Материалом изоляционных стоек может быть оптическое стекло марки ЛК6.

Существенным является электростатическое экранирование проводов емкостного датчика. Оно должно быть проведено так, чтобы не оставалось неэкранированных промежутков. По этой причине часть кабеля делается обычно как неотъемлемая составляющая датчика.

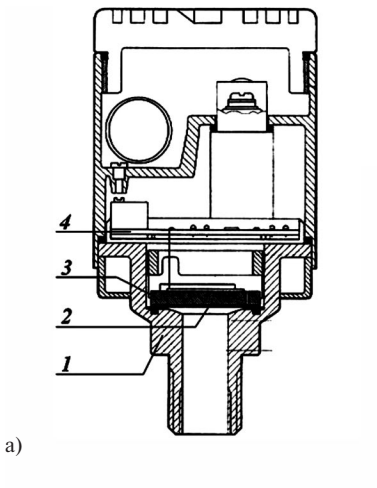
Емкостные преобразователи обычно имеют верхний предел преобразуемых давлений 200...800 Па при чувствительности 0,5...1,0 пФ/Па и начальной емкости 10...20 пФ. Основная их погрешность составляет 1...2%.

Современные материалы, в частности металлокерамика, новые технологии позволяют изготовлять емкостные преобразователи давления высокого класса точности с сочетанием в одном корпусе первичного измерительного преобразователя (чувствительного элемента) и вторичной измерительной схемы.

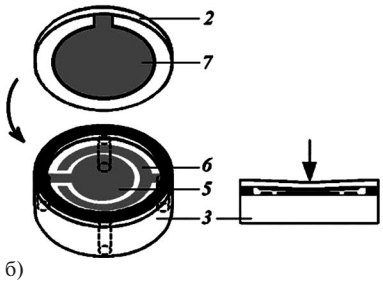
В качестве примера на рис. 8.4 показана конструкция емкостного дифференциального датчика давления, так называемого керамического барометра CERABAR и его чувствительного элемента — емкостного первичного датчика [13, 22].

Структурная схема датчика давления CERABAR приведена на рис. 8.5 [22].

В корпусе *1* (рис. 8.4, *а*) закреплен и герметически уплотнен относительно корпуса чувствительный элемент — измерительный датчик, что состоит из основы *3* корпуса чувствительного элемента и мембраны *2*. Выход первичного преобразователя электрически связан со вторичным электронным преобразователем, синтегрированным в плате *4*.



а)



б)

Рис. 8.4. Конструкция датчика давления типа CERABAR

Основа корпуса чувствительного элемента и мембрана выполнены из алюминий-оксидной (Al_2O_3) керамики. Путем напыления (металлизации золотом) на верхней поверхности основы корпуса чувствительного элемента нанесены измерительный *5* и компенсирующий 6 электроды, а на внутренней поверхности мембраны — мембранный электрод *7* (рис. 8.4, *б*). Мембрана плотно соединена с корпусом с соблюдением необходимого межэлектродного расстояния.

В результате действия на мембрану измеряемого давления мембрана прогибается, изменяя емкость первичного преобразователя. Сам первичный преобразователь сконструирован так, что изменение измеряемого давления приводит к разному по знаку приросту емкости $C_Р$ между мембранным и измеряе-

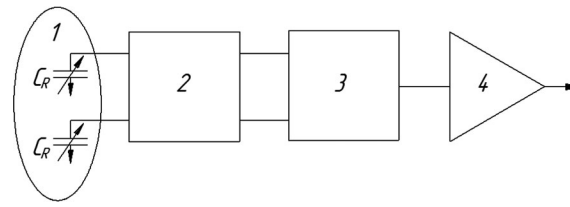


Рис. 8.5. Структурная схема датчика давления CERABAR: *1* — датчик; *2* — осцилятор; *3* — фазочувствительный детектор; *4* — усилитель

мым электродом и емкостью $C_К$ между мембранным и компенсирующим электродами, то есть при $C_Р + \Delta C_Р$ будем иметь $C_К - \Delta C_К$.

Наличие компенсирующего электрода позволяет при дифференциальном включении $C_Р$ и $C_К$ исключать влияние окружающей среды на результаты измерений, в частности влияние изменения температуры (что приводит хотя бы к незначительным изменениям геометрических размеров), влияние изменения относительной диэлектрической проницаемости среды и др.

Датчики типа CERABAR выпускаются как датчики абсолютного давления (рис. 8.6, *а*) и как датчики относительного давления (рис. 8.6, *б*). Конструктивно они почти не отличаются за исключением отверстия в основе корпуса датчика относительного давления, которое соединяет межэлектродную камеру с атмосферой, обеспечивая в камере атмосферное давление. Такого отверстия в датчиках абсолютного давления нет, а в межэлектродном пространстве датчика создают вакуум.

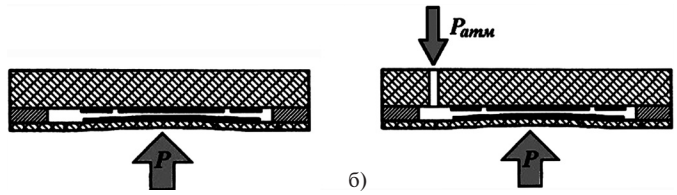


Рис. 8.6. К принципу действия датчиков абсолютного и относительного давлений

Номинальные значения измеряемых давлений данных преобразователей находятся в границах от 40 миллибар (4кПа) до 10 бар (1МПа), погрешность преобразования меньше, чем 0,1% от диапазона измерений, временная нестабильность не превышает 0,01% за год, нелинейность функции преобразования < 02%, температурная погрешность < 0,15%/10*K*, рабочий температурный диапазон от —20 °С до +130 °С. Чувствительный элемент имеет габариты: диаметр корпуса 32 мм, толщина — 5,1 мм, одинаковые для всех диапазонов измерений. В зависимости от диапазона измерений меняется лишь толщина мембраны — от 0,03 мм до 3 мм [18, 20].

На рис. 8.7 показана конструкция чувствительного элемента датчика разницы давлений DELTABAR [21, 22]. На керамической основе *1* элемента закреплены с помощью каления стеклом две тонкие керамические мембраны *2* и *3*. На поверхности керамической основы элемента и на поверхностях мембран, которые находятся одна напротив другой, путем металлизации золотом нанесены электроды, образующие конденсаторы C_1 и C_2. Камеры (пространство) между основой элемента и мембранами заполнены силиконовой олифой с незначительным давлением и гидравлически соединены через отверстие в основании элемента.

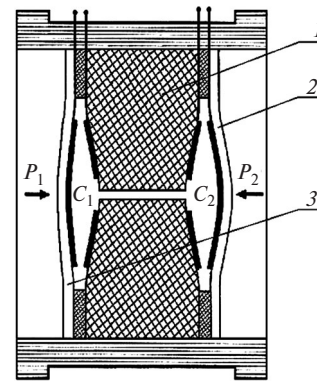


Рис. 8.7. Чувствительный элемент датчика DELTABAR

В результате действия на мембраны измеряемой разницы давлений $\Delta P = P_1 - P_2$ емкости конденсаторов C_1 и C_2 изменяются так, что со стороны высокого давления емкость конденсатора увеличивается, а со стороны меньшего давления — уменьшается.

Разница емкостей C_1 и C_2 и является мерой измеряемой разницы давлений $\Delta P = P_1 - P_2$. Измерительные цепи датчиков DELTABAR аналогичны измерительным цепям дифференциальных датчиков давления CERABAR.

Основные технические характеристики датчиков DELTABAR: номинальное значение измеряемой разницы давлений в диапазоне от 25 миллибар (25 кПа) до 3 бар (0,3 МПа) погрешность преобразования ± 0,1%, нелинейность функции преобразования < 0,1%, температурная погрешность < 0,1% /10K, температурный диапазон от –20 °C до +80 °C.

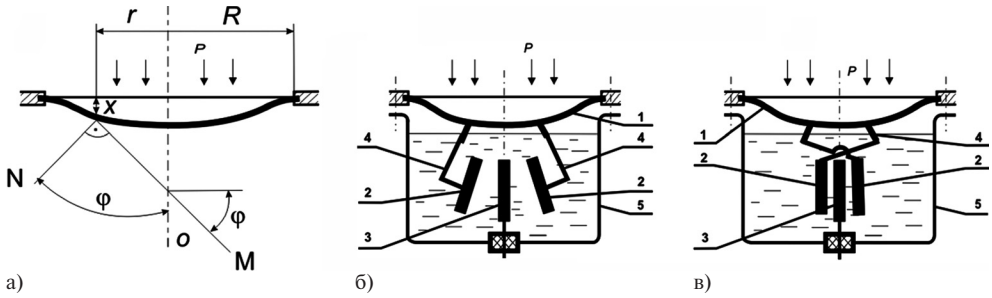
Повышение чувствительности емкостных датчиков давления с упругим элементом в виде круглой мембраны постоянного сечения, жестко заделанной по контуру, можно получить, используя в качестве промежуточной физической величины не прогиб мембраны, а угол наклона воображаемой нормали к ее поверхности относительно оси круглой пластины.

Как показано в [1], смещение x элемента круглой пластины (рис. 8.8, *а*) под действием давления P определяется выражением:

$$x = \frac{P(R^2 - r^2)^2}{64D}, \tag{8.16}$$

где R — радиус мембраны; r — расстояние элементы пластины от ее оси; D — цилиндрическая жесткость.

$$D = \frac{Eh^3}{12(1-\mu^2)}.$$



а) б) в)

Рис. 8.8. Емкостные датчики давления: а — схема деформации круглой мембраны под действием давления P; б, в — варианты исполнения датчиков

Очевидно, что в центре мембраны и по периметру ее защемления угол φ наклона воображаемой нормали относительно оси будет равен 0. Следовательно, функция $\varphi = F(r)$ при прочих равных условиях должна иметь экстремум.

Поэтому, определив вторую производную d^2x/dr^2 и приравняв ее к нулю, можно найти r_0. Выполнив указанные действия, получаем:

$$r_0 = \frac{R}{\sqrt{3}} = 0{,}57R.$$

На рис. 8.8, *б*, *в* изображены емкостные датчики [1, 11], реализующие описанный принцип.

Стойки 4 закреплены в диаметриально противоположных направлениях на расстоянии r_0 от центра мембраны, обеспечивающим максимальную чувствительность.

Варианты *а*) и *б*) отличаются направлением перемещения подвижных электродов 2 при изменении избыточного давления Р: в *б)* при увеличении давления электроды 2 раздвигаются, уменьшая при этом электрическую емкость датчика, в *в)* — сближаются, что сопровождается увеличением емкости.

Кожух 5 датчика может быть заполнен диэлектрической жидкостью, что позволяет дополнительно увеличить емкость конденсаторного датчика и устранить механические колебания подвижных электродов.

8.3. Датчики уровня

Существует много конструктивных разновидностей емкостных уровнемеров, основные отличия которых определяются степенью электропроводимости исследуемого вещества.

В уровнемерах для электропроводных жидкостей один из электродов покрывают изоляционным материалом, для неэлектропроводных – электроды не изолируются. Напомним, что электропроводными считают жидкости с удельным электрическим сопротивлением $\rho < 10^6$ Ом·м и диэлектрической проницаемостью $\varepsilon < 7$ [12, 13].

В уровнемерах как для электропроводных, так и для неэлектропроводных жидкостей электроды датчиков могут быть выполнены в виде стержней, плоских пластин или цилиндров. Вторым электродом может быть металлическая стенка сосуда с исследуемым веществом.

Одной из самых распространенных является конструкция коаксиального датчика. Его внутренний и внешний цилиндрические электроды находятся в резервуаре с исследуемой жидкостью. Если резервуар жидкостью не заполнен, то емкость между электродами датчика

$$C = C_0 + \frac{2\pi\varepsilon\varepsilon_0 l}{\ln(1 + d / R_1)},$$

где l — полная длина электродов; R_1 и d — радиус внутреннего электрода и расстояние между электродами; C_0 — емкость, обусловленная проходными изоляторами и соединительными проводами от электродов к вторичной измерительной аппаратуре.

После заполнения резервуара до уровня h емкость изменится до значения

$$C = C_0 + \frac{2\pi\varepsilon\varepsilon_0 l}{\ln(1 + d / R_1)} + \frac{2\pi\varepsilon_0(\varepsilon_X - \varepsilon)h}{\ln(1 + d / R_1)}. \qquad (8.17)$$

Приведенное выражение является упрощенной функцией преобразования емкостного датчика уровня неэлектропроводной жидкости. Эквивалентная емкость такого датчика является суммой трех соединенных параллельно емкостей. Если диэлектрическую проницаемость исследуемой среды можно считать

постоянной, информативной является лишь третья составляющая эквивалентной емкости. Поскольку первые две составляющие являются неинформативными, то для увеличения чувствительности емкостного преобразователя должна быть предусмотрена их схемная компенсация.

Необходимо также отметить, что в реальных условиях ε_X может изменяться, например, в результате изменения температуры исследуемой жидкости, ее химического состава и т.п. Для уменьшения влияния на результат измерения изменения ε_X в конструкцию датчика вводят дополнительный компенсационный конденсатор, размещенный рядом с нижней частью основного преобразовательного элемента (рис. 8.9). Здесь *2* и *3* — электроды основного конденсатора, емкость которого зависит как от уровня исследуемой жидкости, так и от ее диэлектрической проницаемости, *4* — электроды дополнительного (компенсационного) конденсатора, который постоянно находится в исследуемой жидкости, а его емкость зависит лишь от ε_X. Во время включения в измерительную цепь емкость компенсационного конденсатора может использоваться для коррекции выходного сигнала уровнемера при смене жидкости (т.е. ε_X).

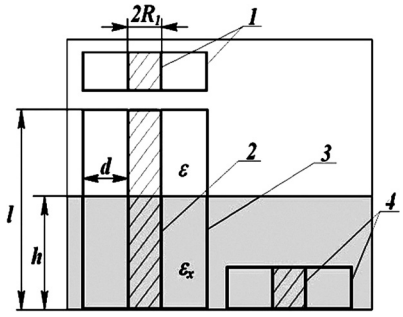


Рис. 8.9. Емкостной датчик уровня жидкости с компенсационными конденсаторами

Поскольку пространство над исследуемой жидкостью всегда будет загрязнено испарениями исследуемого вещества, а его диэлектрическая проницаемость будет отличаться от ε воздуха, то для уменьшения влияния изменения диэлектрической проницаемости воздуха в емкостных преобразователях используют второй компенсационный конденсатор *1*, размещенный над рабочим конденсатором.

В емкостных датчиках уровня электропроводных жидкостей один из электродов выполняется в виде изолированного стержня, другим могут служить металлические стенки резервуара, а для неметаллических резервуаров — неизолированный цилиндр, что охватывает металлический изолированный стержень.

Емкостные уровнемеры характеризуются относительно высокой точностью, сравнительно низкой стоимостью, простотой, удобством монтажа в резервуаре. Их преимуществом является возможность использования в широком диапазоне температур. К недостаткам принадлежит непригодность для измерений уровней вязких жидкостей, кристаллизирующихся жидкостей, выпадающих в осадок. Их недостатком является также высокая чувствительность к изменению электрических свойств исследуемой жидкости, изменения емкости между проводами линии, которая соединяет преобразователь со вторичной аппаратурой. Общая погрешность обычных емкостных уровнемеров составляет 2...5% [13].

Кроме этого, нужно обратить внимание на характер зависимости выходного сигнала от значения измеряемой величины, потому что выходной сигнал может быть связан линейной зависимостью либо с изменением емкости, либо с изменением емкостного сопротивления.

Емкостные датчики уровня на основе коаксиальных конденсаторов имеют еще один недостаток, заключающийся в том, что в тех случаях, когда на электродах датчика остаются капли жидкости, это приводит к увеличению погрешности измерения [16, 18].

Представляет интерес емкостной способ измерения уровня электропроводных и диэлектрических жидкостей, не требующий какой-либо переградуировки при изменении свойств контролируемой среды, будь то трансформаторное масло или серная кислота [8].

В общем случае, емкостной уровнемер содержит два идентичных коаксиальных конденсаторных датчика 1 и 2 (рис. 8.10, *а*), один из которых длинее другого. При этом длина более короткого конденсаторного датчика должна быть не менее диапазона изменения уровня контролируемой жидкости. Нижний конец датчика 2 постоянно погружен в контролируемую жидкость и выполняет функции датчика диэлектрических свойств этой жидкости.

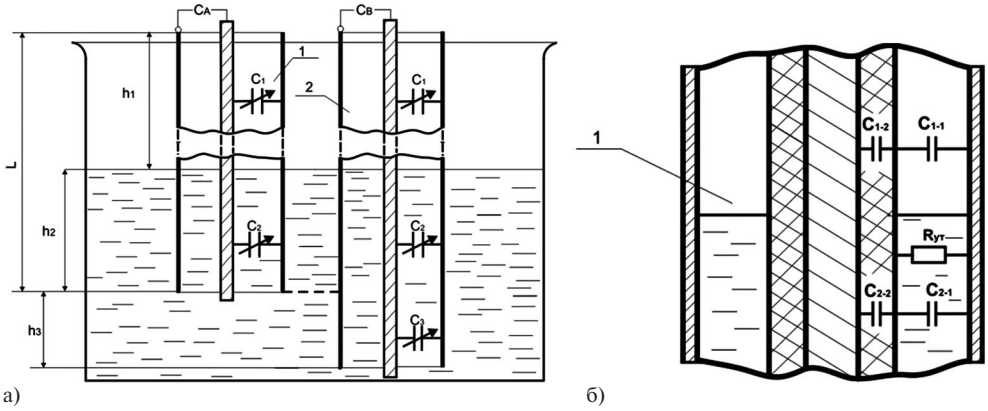


Рис. 8.10. Способ измерения уровня: а — эквивалентная электрическая схема емкостного уровнемера с коаксиальными датчиками для диэлектрической жидкости; б — эквивалентная схема участка коаксиального датчика на границе раздела «воздух—электропроводная жидкость»

Сущность способа заключается в следующем.

Измеряется емкость C_A конденсаторного датчика 1:

$$C_A = C_1 + C_2,$$

где C_1 — емкость незаполненной жидкостью части конденсаторного датчика 1; C_2 — емкость погруженной части этого датчика.

Затем измеряется общая емкость C_B датчика 2:

$$C_B = C_1 + C_2 + C_3,$$

где C_3 — емкость постоянно погруженной нижней части конденсаторного датчика 2 в контролируемую жидкость.

Используя понятие удельной емкости γ на единицу длины коаксиального датчика (в незаполненном состоянии), можно представить C_1 и C_2 в виде:

$$C_1 = \gamma h_1 \varepsilon_1,$$
$$C_2 = \gamma \varepsilon_2 (L - h_1),$$

где ε_1 — относительная диэлектрическая проницаемость воздуха ($\varepsilon_1 \approx 1$); h_1 — длина непогруженной части датчиков; ε_2 — относительная диэлектрическая проницаемость контролируемой жидкости; L — длина конденсаторного датчика 1.

Емкость постоянно погруженной нижней части конденсаторного датчика 2 можно представить:

$$C_3 = C_0 \varepsilon_2 = \gamma h_3 \varepsilon_2,$$

где C_0 — начальная емкость, постоянно погруженной нижней части конденсаторного датчика 2 на воздухе, т.е. до погружения в контролируемую жидкость.

Путем несложных преобразований можно получить:

$$h_1 = \frac{\gamma \dfrac{C_B - C_A}{C_0} L - C_A}{\gamma \dfrac{C_B - C_A}{C_0} - \gamma \varepsilon_1}.$$

Для упрощения записи вводят конструктивные константы емкостных датчиков:

$$\frac{\gamma}{C_0} = A \ [\text{м}^{-1}]; \ \frac{\gamma}{C_0} L = AL = D \ [\text{безразмерная величина}];$$

$$\gamma \varepsilon_1 = \text{B} \ [\text{пФ/м}].$$

Тогда расчетная формула примет компактный вид:

$$h_1 = \frac{D(C_B - C_A) - C_A}{A(C_B - C_A) - B},$$

где: A, B и D — конструктивные параметры датчиков 1 и 2, которые определяются экспериментально при их изготовлении.

Представленная расчетная формула предназначена для определения уровня от верхней отметки коаксиальных датчиков 1 и 2.

Если шкалу отсчета уровня h_2 «привязать» к нижнему концу датчика 1, то получается несколько другой алгоритм расчета уровня:

$$h_2 = \frac{C_A - E}{A(C_B - C_A) - B}.$$

где: $E = \gamma L \varepsilon_1$ — новый конструктивный параметр.

В общем случае за точку отсчета можно принять любую отметку на воображаемой вертикали резервуара.

Путем несложных геометрических построений легко вычислить соответствующую поправку h_0. Тогда расчетные формулы примут вид:

$$\begin{cases} h_1 = \dfrac{D(C_B - C_A) - C_A}{A(C_B - C_A) - B} \pm h_0 \\ h_2 = \dfrac{C_A - E}{A(C_B - C_A) - B} \pm h_0 \end{cases}. \qquad (8.18)$$

В случае измерения уровня электропроводной жидкости один из электродов емкостных датчиков 1 и 2 должен иметь изоляционное покрытие. Естественно, таким электродом должен быть потенциальный электрод. При этом материал изоляционного покрытия должен быть одним и тем же для обоих датчиков 1 и 2. В этом случае датчики 1 и 2 становятся двухслойными конденсаторами. На рис. 8.10, *б* представлена эквивалентная схема участка датчика на границе раздела «воздух—жидкость». Нетрудно заметить, что в этом случае незаполненный жидкостью участок датчиков 1 и 2 будет иметь емкость C_1, образованную последовательным соединением C_{1-2} и C_{1-1}, а импеданс погруженной части датчиков будет восприниматься измерительным устройством как некий емкостной элемент с кажущейся или эффективной емкостью C_2, зависящей от ряда параметров: электропроводности жидкости (сопротивления утечки $R_{УТ}$ на рис. 8.10, *б*), диэлектрических свойств изоляционного покрытия и самой жидкости (а точнее, от соотношения $R_{УТ}$ и емкостного сопротивления конденсатора C_{2-1}).

В частности, если $R_{УТ} \to 0$, то $C_2 \to C_{2-1}$.

Но так же «ведет» себя и постоянно погруженная в жидкость нижняя часть датчика 2, так как его потенциальный электрод покрыт тем же изоляционным материалом. Поэтому в расчетах будет участвовать в этом случае некая кажущаяся или эффективная относительная диэлектрическая проницаемость ε_2 контролируемой среды, которая в частном случае при $RУТ \to 0$ будет определяться только диэлектрическими свойствами изоляционного покрытия.

С учетом вышеизложенного алгоритмы расчета, легко реализуемые на базе современных микроконтроллеров, останутся прежними (рис. 8.19). В этом и заключается уникальность этого способа измерения уровня, использующего общеизвестный классический принцип регистрации различия диэлектрических свойств на границе раздела «воздух—жидкость» и, в то же время, полностью исключающего из расчетного алгоритма не только само понятие «диэлектрическая проницаемость», но и другие параметры контролируемой жидкости (температура, состав, электропроводность и т.д.), влияющие на нее.

Конденсаторные датчики 1 и 2 могут быть выполнены одинаковой длины. В таком случае на нижнем конце датчика 2 должен быть размещен компактный датчик диэлектрических свойств, имеющий емкость до погружения C_0 и подключенный параллельно к датчику 2. В качестве такого можно рекомендовать датчик по рис. 8.2, *в*.

На рис. 8.11 представлена конструкция емкостного датчика, выполненного в виде цилиндрической трубы *2* с электродами *1*, расположенными на внутренней поверхности трубы и образующими параллельно соединенные конденсаторы. Электроды покрыты изоляционным материалом.

При подаче на электроды напряжения вокруг них образуется неоднородное электрическое поле, которое зависит от ширины электродов, расстояния между ними, диэлектрической проницаемости исследуемой жидкости, а также глу-

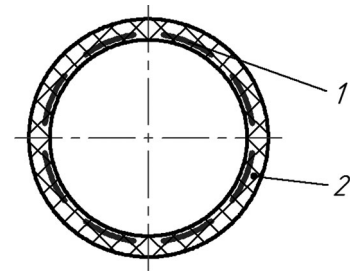


Рис. 8.11. Емкостный датчик уровня в виде трубы с электродами на внутренней стороне: *1* — электроды; *2* — труба

бины погружения электродов *2* в жидкость. Изменение глубины погружения приводит к изменению напряженности поля и, следовательно, емкости датчика.

Емкость такого датчика рассчитывается по формуле [2, 5, 14, 16]:

$$C \approx \int_0^l 2n \sum_{i=1}^{n/2} \frac{\varepsilon\pi}{\ln \dfrac{2\sqrt{1+\lambda^2-2\lambda\cos\left(\pi-\dfrac{\pi(2i-1)}{n}\right)}}{1-\lambda}}, \qquad (8.19)$$

где $\lambda = \sqrt{\dfrac{1}{1+\dfrac{a}{d}}}$, $2n$ — количество электродов; a — ширина электродов; l — длина электродов; d — расстояние от электрода до вершины угла, образованного соседними электродами.

Емкость датчика эквивалентна параллельному соединению двух емкостей, одна из которых — это емкость части датчика высотой h, заполненной жидкостью с относительной диэлектрической проницаемостью ε, другая — емкость свободной от жидкости части датчика высотой $(H\text{-}h)$.

Исходя из этого выражение для емкости датчика, погруженного в жидкость, имеет вид [13, 15]:

$$C = C_0 \times (\varepsilon \cdot h + H - h) = C_0 \cdot [H + h(\varepsilon - 1)], \qquad (8.20)$$

где C_0 — емкость единицы длины датчика без жидкости; H — высота электродов; h — высота уровня жидкости.

Входной величиной этого датчика является произведение $h \cdot (\varepsilon - 1)$.

Зависимость емкости датчика C от глубины погружения в жидкость h линейная.

На рис. 8.12 представлена конструкция емкостного датчика, выполненного в виде цилиндра *2* с электродами *1*, расположенными на наружной поверхности цилиндра и образующими параллельно соединенные конденсаторы [1].

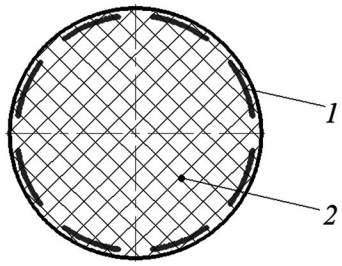


Рис. 8.12. Цилиндрический емкостный датчик: *1* — электроды; *2* — диэлектрический цилиндр

На рис. 8.13 показана конструкция емкостного датчика, выполненного в виде цилиндрической трубы *2* с электродами *1*, расположенными на внутренней поверхности трубы перпендикулярно касательным к цилиндрической трубе в точках касания и образующими параллельно соединенные конденсаторы [16].

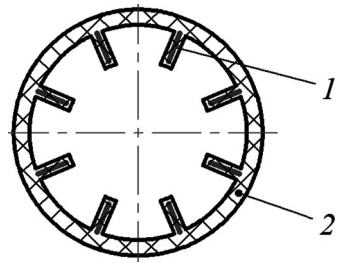


Рис. 8.13. Емкостный датчик уровня с радиальными электродами: *1* — электроды; *2* — труба

Зависимость емкости датчика C от глубины погружения в жидкость h линейная.

Использование конструкции датчика, показанной на рис. 8.13, при одинаковых разме-

рах электродов позволило увеличить чувствительность датчика в 1,22 раза по сравнению с датчиком, изображенным на рис. 8.11.

В работе [16] предложена конструкция емкостного датчика уровня, выполненного в виде цилиндра *2* с электродами *1*, расположенными на наружной поверхности цилиндра, а электроды 1 покрыты изоляционным материалом (рис. 8.14).

В работе [15] приведена методика расчета емкости датчиков, изображенных на рис. 8.14 и 8.15.

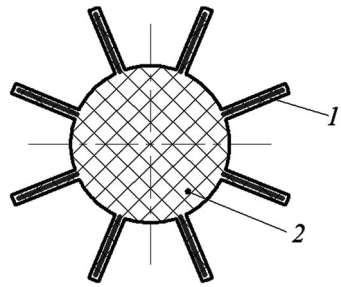


Рис. 8.14. Емкостный датчик уровня с радиальными электродами на наружной поверхности цилиндра: *1* — электроды; *2* — цилиндр

8.4. Емкостный датчик перемещений (неровности поверхности)

Измерение линейных размеров в диапазоне от нескольких микрон до нескольких сантиметров занимает значительное место в различных отраслях науки и техники. Наиболее распространенными измерениями в этом диапазоне являются измерения размеров деталей, отклонений размеров деталей от номинального значения, измерение параметров неровностей и шероховатостей поверхности, толщины покрытия деталей, измерения малых перемещений [12, 13].

На рис. 8.15 показан эскиз конструкции емкостного преобразователя перемещений фирмы Thrymus—Sylvac [19] и структурная схема его измерительной цепи. Подвижной цилиндрический электрод *2* преобразователя механически соединен с измерительным щупом *1* и может перемещаться внутри неподвижного электрода *3*. Выходная межэлектродная емкость C_x является элементом *LC*-контура мультивибратора *MB*. Период T_x выходного напряжения мульти-

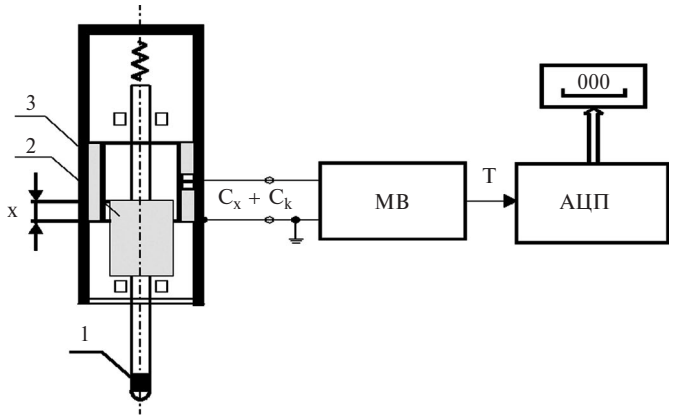


Рис. 8.15. Емкостной преобразователь перемещений фирмы Thrymus—Sylvac

вибратора является функцией емкости C_x, а следовательно функцией измеряемого перемещения. Выходным измерительным прибором является цифровой измеритель периода.

Для минимизации влияния емкости кабеля C_k мультивибратор размещен в корпусе преобразователя.

Диапазон рабочих перемещений такого преобразователя составляет 20 мм, разрешающая способность 0,001 мм, неопределенность 0,002 мм.

8.5. Измерительные схемы емкостных датчиков

Емкостные датчики обладают сравнительно высокой точностью и довольно низкой стоимостью. Однако разработчики, решившие использовать емкостные датчики в своей конструкции, вынуждены предусмотреть сначала преобразование емкости в напряжение, а затем преобразование этого напряжения в цифровой сигнал с помощью прецизионного АЦП. В итоге система может оказаться более дорогостоящей, менее точной или и то, и другое сразу [3, 4].

Существует несколько типичных методов измерения емкости.

Прямой метод подразумевает заряд конденсатора от источника тока в течение определенного времени и затем измерение напряжения на конденсаторе. Этот метод требует наличия прецизионного источника очень маленького тока и высокоимпедансного входа измерителя напряжения.

Второй метод подразумевает использование измеряемой емкости в качестве времязадающей в RC-генераторе с последующим измерением постоянной времени, частоты или периода. Этот метод прост, но обычно не обеспечивает высокой точности.

Еще один подход заключается в измерении импеданса конденсатора на переменном токе. Источник синусоидального сигнала подключается к конденсатору и при этом измеряются напряжение и ток через конденсатор. При использовании четырехпроводного логометрического подключения (при котором измеряется соотношение импедансов) и синхронного демодулятора можно получить наиболее точный результат.

Однако такая схема сравнительно сложна и состоит из многих компонентов.

Наиболее распространенный метод измерения емкости прецизионного датчика с малой величиной емкости заключается в применении зарядового усилителя, который преобразует соотношение измеряемой и опорной емкостей в сигнал напряжения. Такая схема поставляется в виде специализированных микросхем и подходит для некоторых систем при больших объемах производства [2].

Во всех описанных методиках емкость сначала преобразуется в напряжение, которое затем преобразуется в цифровой код при помощи прецизионного АЦП.

На рис. 8.16. показана схема цепи с ОУ, построенная по принципу делителя напряжения [6]. В данном случае $U_{вых} = U \approx C_1/C_2$. С помощью такой цепи удобно преобразовывать в напряжение изменение зазора между обкладками кон-

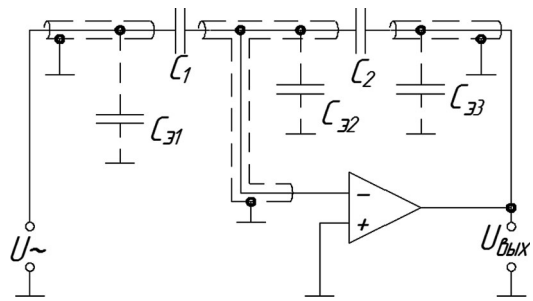


Рис. 8.16. Схема преобразования емкости в напряжение

денсатора C_2 ($U_{вых} = U \sim \frac{C_1 \delta_2}{\varepsilon_0 S_2}$) или изменение площади конденсатора C_1 ($U_{вых} = U \sim \frac{\varepsilon_0 S_1}{\delta_1 C_2}$).

В обоих случаях зависимость выходного напряжения от измеряемой величины будет линейной.

В схеме 8.16 емкости экранированных проводов $C_{э1}$, $C_{э2}$, $C_{э3}$ практически не влияют на работу измерительного устройства. Это объясняется тем, что емкости $C_{э1}$ и $C_{э3}$ включены параллельно источнику переменного напряжения $U_{\sim}$ и ОУ, имеющим низкие выходные сопротивления. Емкость же $C_{э2}$ включена параллельно входам ОУ, и напряжение на ней близко к нулю.

Дифференциальные емкостные датчики включаются преимущественно в мостовые измерительные цепи. На рис. 8.17 даны примеры таких цепей, содержащих мосты с индуктивно-связанными плечами [6].

Выходной сигнал в цепи (рис. 8.17, *а*) подан на вход повторителя напряжения, выполненного на ОУ. Если принять, что напряжение на каждой половине вторичной обмотки трансформатора равно $U_{\sim}$, то выходное напряжение равно $U_{вых} = U_{\sim} (C_1 — C_2) / (C_1 + C2)$.

Емкости $C_{э1}$ и $C_{э2}$ экранированных проводов, соединяющих датчик с трансформатором, включены параллельно полуобмоткам трансформаторов и роли не играют. Для уменьшения влияния емкости экранированного провода, соединяющего датчик с усилителем, применяется схема эквипотенциальной защиты. Для этой цели используется провод с двойным экраном. Наружный экран присоединяется к земле, а внутренний — к выходу повторителя напряжения. Ток с центрального проводника на внутренний экран отсутствует, так как равны между собой напряжения в точках *а* и *б* относительно земли. Ток между внутренним и внешним экраном не сказывается на работе устройства, поскольку нагружает низкоомный выход повторителя напряжения.

Необходимость в двух экранах отпадает при подсоединении выхода моста к инвертирующему входу ОУ (рис. 8.17, *б*). Поскольку потенциал на этом входе усилителя близок к нулю, то ток между проводом, подсоединенным к этому входу, и окружающим его экраном будет практически равен нулю. Для цепи (рис. 8.17, *б*) верно соотношение $U_{вых} = U_{\sim} (C_1 - C_2)/C_3$.

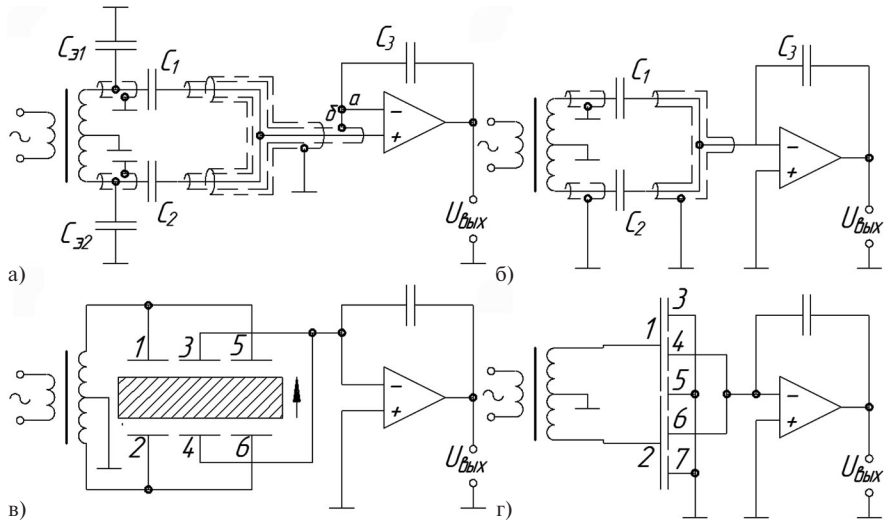


Рис. 8.17. Мостовые измерительные цепи емкостных датчиков

На рис. 8.17, *в* показана модификация мостовой цепи при емкостном токосъеме с подвижной пластины. Экраны и паразитные емкости на схеме рис. 8.17, *в* и на последующих схемах не показаны с целью упрощения рисунков.

Обозначим емкости между неподвижной и подвижной пластинами индексом, соответствующим номеру неподвижной пластины.

В плечо моста входят емкости $C_1 + C_5$ и $C_2 + C_6$. Через емкость $C_3 + C_4$ подключена вершина измерительной диагонали моста к выходу ОУ. В результате выходное напряжение $U_{вых}$ определится формулой :

$$U_{\text{вых}} = U_{\sim} \frac{(C_1 + C_5) - (C_2 + C_6)}{C_1 + C_2 + C_3 + C_4 + C_5 + C_6} \frac{C_3 + C_4}{C_{o.c.}}. \qquad (8.21)$$

При перемещении пластины в направлении, указанном стрелкой, емкость $C_1 + C_5$ увеличивается, емкость $C_2 + C_6$ уменьшается, а емкость токосъема $C_3 + C_4$ остается практически неизменной, так как емкость C_3 увеличивается, а емкость C_4 уменьшается.

В схеме, приведенной на рис. 8.17, *г,* показано, как с помощью охранных электродов улучшить характеристики емкостных преобразователей. Здесь емкостные преобразователи образованы пластинами *1, 4* и *2, 6.* Пластины же *3, 5, 7* служат охранными электродами. Поскольку пластины *4* и *6* присоединены к инвентирующему входу ОУ, то напряжение на них весьма близко к нулю. Поэтому поле между пластинами *1* и *3, 4, 5,* а также между пластинами *2* и *5, 6, 7* будет практически однородным. Благодаря этому исключается влияние краевого эффекта на работу преобразователей (краевые искажения поля теперь будут наблюдаться между пластинами *1*, *2* и *3, 5,7*).

Общим недостатком схем, приведенных на рис. 8.16 и 8.17, является то, что они могут быть рекомендованы только для датчиков, у которых все пластины изолированы от корпуса, что иногда бывает трудно реализовать конструктивно.

Представляет интерес использование стандартной микросхемы прецизионного таймера NE555 на биполярных транзисторах либо ее более современный аналог на базе КМОП-технологий таймера ICM7555 [19].

На рис. 8.18, *а* показана схема подключения датчика C_X к микросхеме NE555.

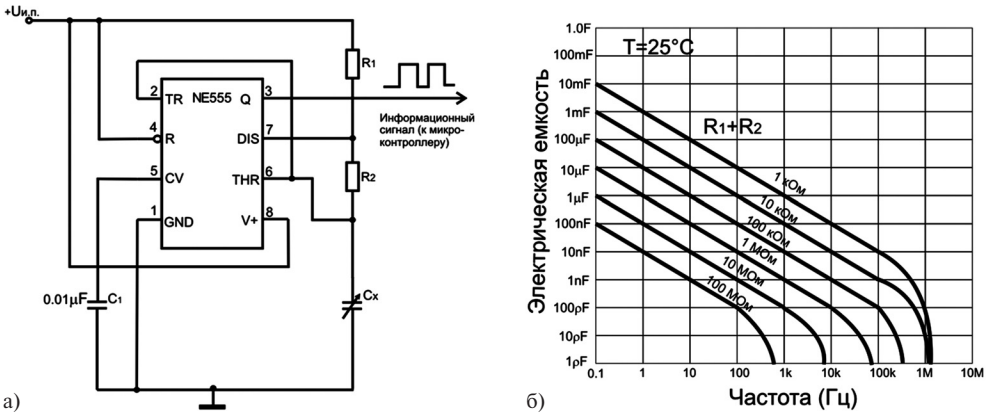


Рис. 8.18. Измерительное устройство на базе таймера: а — схема измерительного преобразователя емкость—частота; б — график зависимости частоты информационного сигнала от параметров R_1, R_2 и C_X

Микросхема включена в режиме мультивибратора. Во времязадающую цепь RC-генератора включены времязадающие резисторы R_1 и R_2 с известными значениями сопротивлений. Преобразованный сигнал в виде частоты может подаваться на любое микроконтроллерное устройство для дальнейшей обработки.

Следует отметить, что для достижения необходимой чувствительности и стабильности работы устройства в нужном диапазоне измеряемой емкости требуется подбор параметров времязадающих элементов R_1 и R_2 (см. рис. 8.18, *б*).

Устройство обладает чувствительностью 0,01 пФ.

Компанией Galltec+MELA данная схема также с успехом применяется в электронных схемах чувствительных элементов оборудования для измерения влажности.

Применение в качестве таймера микросхемы ICM7555 позволяет на порядок снизить ток, потребляемый устройством, с 10 mA до 100 μA, что добавляет неоспоримые преимущества при конструировании устройств с автономным питанием.

Наиболее перспективными являются микроконтроллерные измерительные устройства, позволяющие не только измерять емкость датчика, но и проводить с полученным результатом измерения необходимые расчеты.

В частности, реализацию способа по рис. 8.10 и алгоритмов (8.18) успешно выполняет устройство, реализуемое на базе микроконтроллера AVR ATMEGA 8-16PI фирмы Atmel, позволяющее интегрировать ее с системами пользователя

по стандартному магистральному изолированному интерфейсу RS-232/RS-422/RS-485 (рис. 8.19).

Принцип измерения электрической емкости в этом устройстве основан на измерении времени заряда конденсаторных датчиков C_A и C_B до заданных пороговых значений напряжений, контролируемых встроенными АЦП микроконтроллера. Для формирования опорного напряжения, необходимого для работы АЦП, служит конденсатор C_5. Заряд конденсаторных датчиков C_A и C_B осуществляется через времязадающие резисторы R_1 и R_4, а их разряд перед последующими циклами измерений осуществляется с помощью транзисторных ключей VT1 и VT2. Для перепрограммирования устройства и изменения функциональных задач на схеме установлен интерфейсный разъем программирования ISP (на рисунке не показан).

Полученные значения электрических емкостей конденсаторных датчиков измеряются поочередно и многократно, а затем усредняются и участвуют в дальнейших расчетах согласно одному из алгоритмов (8.18).

Микроконтроллер имеет свободные выводы портов, поэтому устройство параллельно с измерением электрической емкости может вести измерения и других величин, например, температуры.

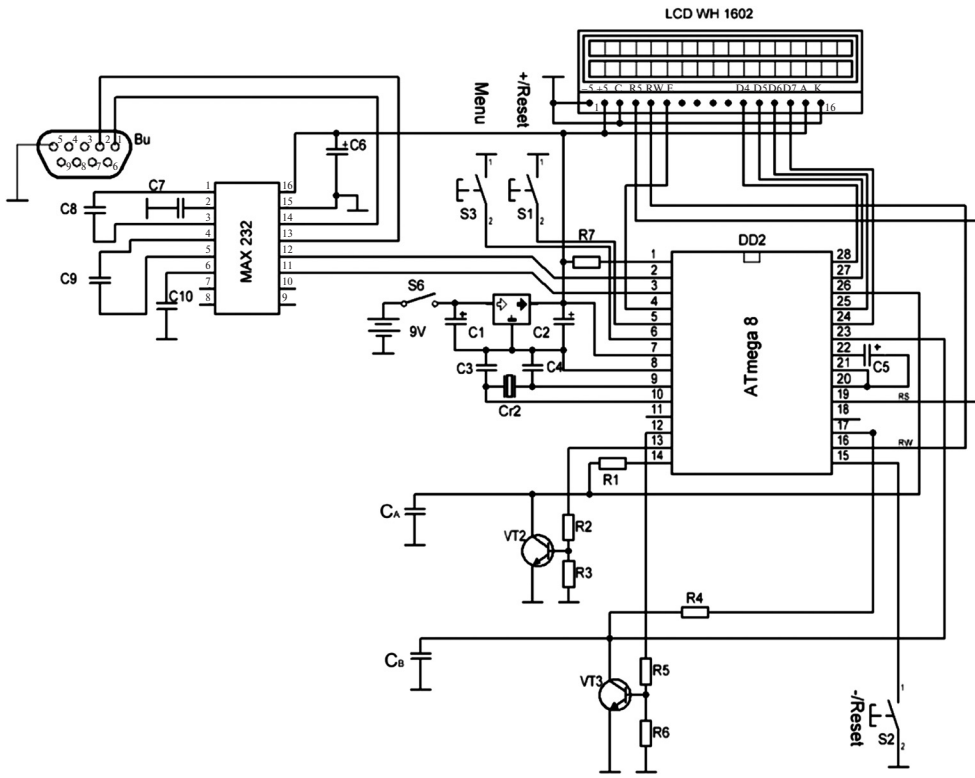


Рис. 8.19. Схема электрическая принципиальная устройства для измерения емкости датчиков C_A и C_B

Визуализация результатов измерений осуществляется, в зависимости от файла прошивки микроконтроллера, на цифровом жидкокристаллическом дисплее в различных форматах, например:

C_A = XXXXX h = XXXXX мм/см/м;
C_B = XXXXX.

Устройство является универсальным и имеет несколько режимов работы: режим измерения, режим настройки, режим измерения/настройки. Переключение режимов и ввод значений констант или других параметров осуществляется при помощи трех тактовых кнопок S_1 + /Reset; S_2 - /Reset; S_3 /menu.

Особенностью этого вторичного прибора является получение и передача измеряемой величины в цифровом виде, что дает возможность устранить дополнительные погрешности, связанные с дистанционной передачей данных. Кроме того получаемый цифровой сигнал дает возможность связать устройство с любыми приемными приборами [7, 47].

На рис. 8.20 показана упрощенная схема преобразователя с переключением конденсаторов [16], в которой переменный конденсатор C_x и эталонный конденсатор $C_г$ являются составными частями симметричного кремниевого датчика давления. Встроенные МОП-ключи (1–4) работают парами в противофазе и управляются тактовыми импульсами ϕ_1 и ϕ_2.

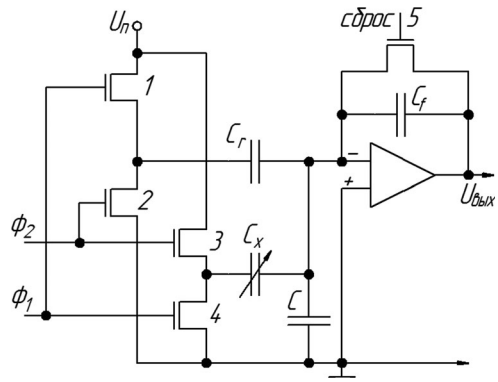


Рис. 8.20. Упрощенная схема дифференциального преобразователя емкости в напряжение

При замыкании соответствующей пары ключей происходит заряд того или иного конденсатора сигналом от источника постоянного напряжения $U_п$. Суммарный заряд в общей точке конденсаторов пропорционален разности C_x – $C_г$ и, следовательно, давлению, приложенному к датчику. Этот заряд поступает на вход преобразователя заряда в напряжение, состоящего из ОУ, интегрирующего конденсатора C_f и МОП ключа *5*, используемого для разряда C_f. Выходной сигнал такого преобразователя представляет собой импульсный сигнал с переменной амплитудой, который может быть передан по линии передачи, либо демодулирован для получения линейного сигнала, либо преобразован в цифровой код. Поскольку для построения интегратора используется ОУ с высоким коэффициентом усиления, величина его выходного напряжения не зависит ни от паразитной входной емкости *C*, ни от напряжения смещения, ни от температурного дрейфа.

Модифицированная схема сигма-дельта модулятора показана на рис. 8.21 [3]. Фиксированное входное напряжение можно рассматривать как напряжение возбуждения. Конденсатор, емкость которого меняется, является емкостным датчиком. В результате выходной код будет соответствовать соотношению емкости датчика и опорной емкости C_{ref}.

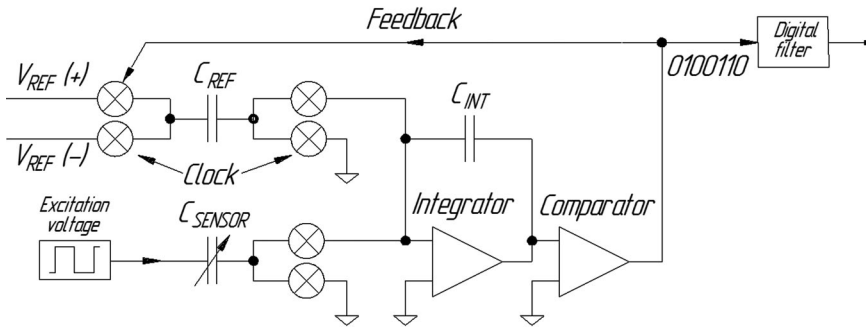


Рис. 8.21. Сигма-дельта АЦП в качестве прямого измерителя емкости [3]

Этот подход позволяет осуществить прямое подключение емкостного датчика к сигма-дельта преобразователю, что само по себе обеспечивает такие преимущества, как высокая разрешающая способность, точность и линейность. Кроме того, имеются и другие особенности использования описанной схемы в реальной системе.

Такой интерфейс нечувствителен к величине емкости между выводами, характерными для реальных конструкций. Преобразователь емкости в цифровой код может быть воплощен полностью в виде однокристального устройства, что в результате обеспечивает высокую степень интеграции, простоту реализации схемы, высокую повторяемость, высокую надежность и — последнее по порядку, но не по значимости — значительное снижение себестоимости проекта [2].

В [3] описан емкостный датчик перемещения. Принцип его работы прост: полоска, выполненная из диэлектрического материала с известной диэлектрической проницаемостью, перемещается между двумя неподвижными пластинами. Подвижная полоска имеет ширину 10 мм. Начальная емкость (когда полоска не вдвинута в зазор) составляет 4,5 пФ. Емкость изменяется приблизительно на 0,126 пФ на миллиметр при движении полоски в зазоре между пластинами конденсатора.

Датчик подключен непосредственно к преобразователю CDC, и таким образом вся схема преобразователя состоит из одной ИС (рис. 8.22).

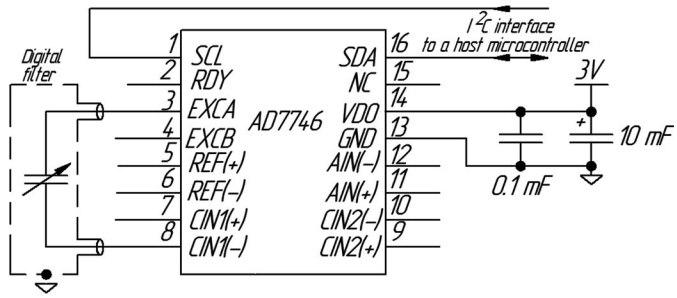


Рис. 8.22. Схема подключения емкостного датчика к ИС AD7746 емкости

Вся схема расположена на той же печатной плате, что и датчик. Преобразователь нечувствителен к паразитной емкости между электродами датчика и «землей», и это сильно упрощает задачу экранирования датчика. Даже дорожки от датчика к преобразователю можно окружить «земляной» поверхностью, получив в итоге структуру, подобную коаксиальному кабелю.

Преобразователь AD7746, который используется в этом примере, имеет диапазон измеряемой емкости ±4 пФ [3]. Этот диапазон за счет конфигурирования преобразователя можно «сместить» на 17 пФ. Типичная величина разрешающей способности в диапазоне ±4 пФ составляет 18 разрядов. Интегральная нелинейность CDC не хуже 0,01%. За счет заводской калибровки погрешность усиления не превышает 4 фФ ($4 \cdot 10^{-15}$ Ф).

Сопоставление параметров датчика и преобразователя дает нам следующие цифры: полный диапазон перемещения составляет около 65 мм, разрешающая способность 0,25 мм, интегральная линейность ±7 мм.

Микросхема CDC AD7746 имеет встроенный температурный датчик, а также второй канал измерения емкости, так что на базе этой ИС можно реализовать любой из описанных подходов. ИС предназначена для работы в температурном диапазоне –40...+125 °С, что позволяет размещать ее вблизи датчика. В таком случае температура кристалла AD7746 и температура датчика будут достаточно близки. Но в данной ИС имеются также стандартный дифференциальный вход напряжения и вход опорного источника, поэтому к ней можно подключить внешний датчик температуры (термистор или резистивный температурный датчик RTD) [3].

Информацию о технических характеристиках некоторых емкостных датчиков можно найти на сайтах фирм-производителей и торговых организаций [24—47].

Литература

1. А.с. 669237, G01L9/12. Преобразователь давления / И.Г. Минаев, И.Н. Постильняк (СССР). — № 2609417/18-10 заявл. 27.04.78; опубл. 25.06.79. Бюл. № 23, 1979.
2. Бинс К., Лауренсон П. Анализ и расчет электрических и магнитных полей. Пер. с англ. — М.: Энергия, 1970.
3. Брихта М. (Пер. А. Власенко). Преобразователь емкость-код на основе сигма-дельта модулятора. www.compitech.ru/html.cgi/archiv/06-01/stat_cdc.htm.
4. Измерение электрических и неэлектрических величин: Учеб. пособие для вузов/ Н.Н. Евтихиев, Я.А. Купершмидт, В.Ф. Папуловский, В.Н. Скугаров. Под общ. ред. Н.Н. Евтихиева. — М.: Энергоатомиздат, 1990. — 352 с.
5. Иоссель Ю.Я., Кочанов Э.С., Струнский М.Г. Расчет электрической емкости. — Л.: Энергия, 1969. — 240 с.
6. Левшина Е.С., Новицкий П.В. Электрические измерения физических величин: (Измерительные преобразователи). — Л.: Энергоатомиздат, 1983. — 320 с.
7. Минаев И.Г., Мастепаненко М.А. Информационно-измерительная система контроля уровня различных жидкостей// Вісник Черкаського державного технологічного університету. — 2010. — № 3. — С. 61-63.
8. Патент 2407993 Российская Федерация. МПК 8 G01F23/24. Емкостной способ измерения уровня жидкостей и устройство для его осуществления /Минаев И.Г., Мастепаненко М.А.; заявитель и патентообладатель ФГБОУ ПО Ставропольский государственный аграрный университет. — № 2009141472/28; заявл. 09.11.2009; опубл. 27.12.2010. Бюл. № 36. — 2 с.

9. Патент України №30145 по заявці u 2007 12622 від 14.11.2007. Ємнісний датчик рівня / Шарапов В.М., Базіло К.В.
10. Патент України по заявці u 2008 00967 від 28.01.2008. Ємнісний датчик рівня / Шарапов В.М., Базіло К.В.
11. Патент 2423679, Российская Федерация, МПК 9 G01L9/12. Измерительный преобразователь давления / Минаев И.Г., Шарапов В.М., Самойленко В.В.; заявитель и правообладатель ФГБОУ ВПО «Ставропольский государственный аграрный университет» (RU). — № 2010115873/28; заявл. 21.03.2010; опубл. 10.07.2011. Бюл. № 19, 2010.
12. Полищук Е.С. Измерительные преобразователи. — Киев: Вища школа. 1981. — 296 с.
13. Полищук Е.С., Дорожовец М.М., Стадник Б.И., Ивахив О.В., Бойко Т.Г., Ковальчик А. Устройства и методы измерений неэлектрических величин / Под ред. проф. Е.С. Полищука. — Львов: Бескид Бит, 2008. — 618 с. (На укр. яз.).
14. Ренне В.Т. Электрические конденсаторы. — Л.: Энергия, 1969. — 592 с.
15. Фрайден Дж. Современные датчики: Справочник. — М.: Техносфера, 2005. — 592 с.
16. Емкостные датчики. Шарапов В.М., Минаев И.Г., Базило К.В., Куницкая Л.Г., Сотула Ж.В. / Под. ред. В.М. Шарапова. — Черкассы: Брама-Украина, 2010. — 184 с.
17. Шарапов В.М., Базило К.В. Емкостные датчики уровня // Вісник Черкаського державного технологічного університету. — 2007. — № 3—4.
18. Шарапов В.М., Базило К.В. Повышение технических характеристик емкостных датчиков уровня // Вісник Черкаського державного технологічного університету. — 2008. — № 1.
19. Ушкур Д.Г. Микроконтроллерное устройство для исследования диэлектрических свойств биологических объектов // Механизация и электрификация сельского хозяйства. — 2008 — № 1. — С. 50—51
20. Jan Zakrzewski. Czujniki i przetworniki pomiarowe. Podręcznik problemowe. Gliwice. 2004.
21. Schaumburg H. Sensoren. Band 3. B.G. Teubner Stuttgart: 1992.
22. Schaumburg H. (Hrsg.) Sensoranwendungen. Band 8. B.G. Teubner Stuttgart: 1995.
23. Jorg Hoffman. Tashenbuch der Messtechnic. Leipzig: Fachbuchverlag: 2000.
24. www.baumerelectric.com
25. www.endress.com
26. www.ifm-electronic.com
27. www.jumo.de
28. www.krohne.com
29. www.omron.com
30. www.ad.siemens.de
31. www.vegacontrols.co.uk
32. www.welotec.de
33. www.balluff.com
34. www.ege-elektronik.com
35. www.bannerengineering.com
36. www.sick.com
37. www.fraba.com
38. www.bdsensors.de
39. www.hlplanar.de
40. www.meshanotron.com
41. www.sensor.ru
42. www.terraelectronica.ru
43. www.turck.ru
44. www.megasensor.com
45. www.imrad.kiev.ua
46. www.trigla.kiev.ua
47. www.npoei.ru

ГЛАВА 9

ПЬЕЗОЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ДАТЧИКИ

9.1. Общие сведения

Принцип действия пьезоэлектрических датчиков основан на использовании прямого или обратного пьезоэлектрических эффектов. Сущность **прямого пьезоэлектрического эффекта** заключается в электрической поляризации определенного класса диэлектриков, называемых пьезоэлектриками (сегнетоэлектриками, ферроэлектриками), при механическом напряжении в их материале. **Обратный пьезоэлектрический эффект** характеризуется тем, что электрическая поляризация вызывает механическое напряжение в пьезоматериале или изменение геометрических размеров пьезоэлементов.

По другому можно сказать, что **прямой пьезоэлектрический** эффект заключается в образовании электрических зарядов в пьезоэлектрическом материале при приложении к нему механической силы, а **обратный пьезоэффект** — в возникновении колебаний при подключении пьезоэлемента к источнику электрического напряжения.

Особенностью пьезоэлектрического эффекта является **знакочувствительность**, т.е. изменение знака заряда при переходе от сжатия кристалла к растяжению и изменение знака деформации при изменении направления поляризующего поля.

Следует различать явление пьезоэлектричества и близкое к нему явление **электрострикции**. Сущность последнего заключается также в поляризации диэлектрика под действием приложенной внешней силы, однако при электрострикции поляризация пропорциональна квадрату приложенного механического напряжения и не изменяет знак при изменении знака приложенной силы. Электрострикция проявляется обычно значительно меньше, чем пьезоэлектричество, при наличии которого электрострикцией можно пренебречь [18—22].

Родственным этим физическим эффектам является **пироэлектричество**, сущность которого заключается в поляризации вследствие нагрева. При конструировании и использовании пьезоэлектриков с явлением пироэлектричества нельзя не считаться. Для некоторых современных пьезоэлектрических керамик, например, цирконат-титаната свинца, поляризация в результате изменения температуры может быть источником значительных погрешностей.

Анизотропия характеристик пьезокерамических материалов

Многие свойства кристаллических веществ являются векторными или тензорными и различны в разных кристаллографических направлениях. Таковы, например, коэффициент линейного термического расширения, диффузия, теплопроводность, модуль упругости, удельное электрическое сопротивление, величина показателей преломления или диэлектрической проницаемости. Ха-

рактер анизотропии этих свойств связан с симметрией кристаллической решетки [8, 10].

Поликристаллическая керамика, состоящая из множества мелких беспорядочно ориентированных друг относительно друга кристаллических зерен, в целом должна была бы быть изотропной. Анизотропия свойств может проявиться у текстурированной керамики, в которой имеется некоторая предпочтительная ориентация зерен кристаллической фазы. Анизотропной является также сегнетоэлектрическая керамика из титаната бария, цирконата-титаната свинца (ЦТС) и других подобных веществ, предварительно поляризованная нагреванием в электрическом поле [1, 2].

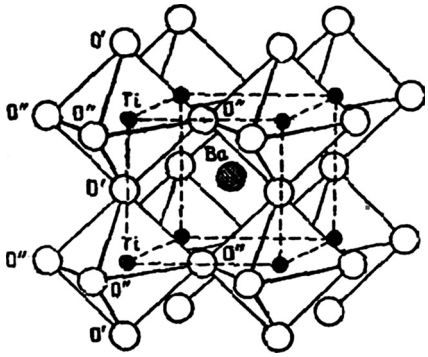


Рис. 9.1. Структура титаната бария

Для примера, рассмотрим часто используемый в практике пьезокерамический материал — титанат бария.

Кристаллической структурой титаната бария является структура перовскита, показанная на рис. 9.1. Структура является кубической, с ионами Ba^{++} в углах куба, ионами O^{2-} в центрах граней и ионом Ti^{++++} в центре куба. Особенно важное значение имеет тот факт, что ион титана окружен шестью ионами кислорода, образующими октаэдр [10].

Выше температуры Кюри октаэдр TiO_6 имеет центр симметрии, так что дипольный момент равен нулю. Октаэдр будет обладать дипольным моментом только тогда, когда положительный ион титана сместится относительно одного из отрицательных ионов кислорода.

Существование сегнетоэлектричества в $BaTiO_3$ является следствием поляризационной «катастрофы», при которой электрическое поле, образующееся при поляризации, возрастает гораздо быстрее, чем упругие восстанавливающие силы между ионами.

Кластерные соединения, включающие центральный атом металла и лиганды (металлические или ковалентно связанные группы атомов), всегда характеризуются вырождением основного электронного состояния или близко лежащих возбужденных состояний.

Задача движения ядер при наличии электронного вырождения решается с помощью теоремы Яна—Теллера [10]. Чаще всего в керамиках с низкой симметрией реализуется псевдоэффект Яна—Теллера. При этом надо решать сложную систему вибронных уравнений, что требует знания адиабатических потенциалов [18, 19].

В сегнетоэлектриках со структурой перовскита содержится большое число ян—теллеровских центров, а именно: кластеров, включающих атомы переходных металлов типа Ti, Zr и т.д. Для наших целей важно то, что эти центры находятся в электронно-вырожденном (точнее — псевдовырожденном) состоянии.

Эти сегнетоэлектрики обладают кристаллической решеткой высокой симметрии. Такие симметричные структуры не имеют дипольных моментов, одна-

ко в процессе сегнетоэлектрического фазового перехода возникают диполи и наводится сильная электрическая поляризация всего кристалла (сегнетоэлектрика) либо отдельных доменов (керамика).

Поскольку в кристалле сегнетоэлектрика со структурой перовскита кластеры координированных атомов титана сильно связаны между собой общими атомами кислорода, то можно рассмотреть кооперативный псевдоэффект Яна—Теллера. Вводя дополнительный вибронный параметр связи между кластерами за счет фононов, можно объяснить структурный фазовый переход в макрополяризованное состояние кристалла. Это может быть достигнуто выбором определенной температуры (сегнетоэлектричество) за счет возбуждения нужных фононов либо за счет приложения внешнего электрического поля (поляризация керамики), где группа ян—теллеровских кластеров, связанная между собой вибронной связью, образует домен. Выстраивание поляризованных доменов дает известный эффект.

Знание природы поляризации в домене позволяет понять резко анизотропный механизм проводимости в керамике.

Прикладывая напряжение, как показано на рис. 9.2, мы поляризуем и выстраиваем домены.

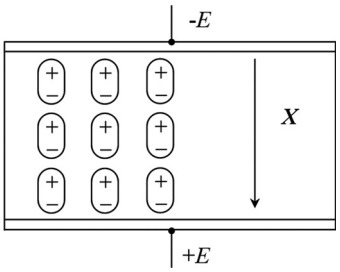


Рис. 9.2. Доменная структура пьезокерамики

Среда между доменами — это тоже кристаллический твердый раствор, атомы которого связаны фононной связью другого типа, нежели в домене. В этой среде нет вибронной корреляции ян—теллеровских центров. Однако и через эту среду может идти проводимость за счет наличия электрического поля поляризованных доменов.

Электроны инжектируются в среду с электрода подложки и переносятся с одного кластера на другой по типу полупроводниковой проводимости, усиленной полем доменов. Перенос электронов по цепочке атомов кристаллической решетки на кластеры доменов идет легко. Но дальнейшее его продвижение внутри домена, казалось, должно было быть заторможено за счет поляризации в домене. Однако проблема разрешается, как только мы учтем характер химических и физических взаимодействий, которые привели к созданию сегнетоэлектричества внутри домена. Ведь смещения атомов, вызвавшее дипольную неустойчивость, связаны с вибронным смешиванием основного и возбужденного состояний внутри кластеров. Это физически равноценно смешиванию валентной зоны и зоны проводимости внутри всего домена.

Делокализованный характер химических связей внутри каждого кластера и отсутствие характеристических колебаний по химическим связям, вибронная активность «размазанных» колебаний внутри и между кластерами в домене обеспечивают свободную миграцию электрона внутри кластера.

Таким образом, мы видим, что перенос электрона вдоль направления оси *X*, отмеченного стрелкой на рис. 9.2, должен осуществляться гораздо легче, нежели в перпендикулярном направлении в случае приложения напряжения к боковым граням пьезоэлемента.

9.2. Пьезоэлектрические материалы

Из пьезоэлектрических материалов изготовляют пьезоэлементы, являющиеся чувствительными элементами датчиков.

Пьезоэлемент — это изделие из пьезоэлектрического материала с металлическими электродами, нанесенными на его поверхность (рис. 9.3).



Рис. 9.3. Пьезокерамические элементы [19]

В качестве пьезоэлектрических материалов используются:

— монокристаллические материалы (кварц, ниобат лития, сегнетова соль и др.);

— поликристаллические материалы (пьезокерамика).

Достоинством кварца является стойкость к воздействиям температуры и влажности, механическая прочность. Кварц имеет незначительный коэффициент линейного расширения, его пьезомодуль практически не зависит от температуры до 200 °С, а в диапазоне 200...500 °С изменяется незначительно, удельное электрическое сопротивление — порядка 10^{16} Ом/м, однако оно сильно зависит от температуры и имеет неодинаковое значение в направлении различных осей. Значения пьезомодулей кварца $d_{ij}\left(10^{-12}\,\frac{Кл}{Н}\right)$ следующие: $d_{21} = -d_{11} = 2{,}31$; $d_{25} = -d_{14} = 0{,}67$; $d_{26} = 4{,}62$, остальные пьезомодули равны нулю.

В настоящее время для изготовления датчиков наиболее широко применяются пьезокерамические материалы, синтезированные впервые в СССР в 1944 г. [4, 19].

Пьезоэлектрические керамические материалы (ПКМ) представляют собой сегнетоэлектрические соединения или их твердые растворы, полученные синтезированием из смеси различных оксидов и солей (табл. 9.1).

Таблица 9.1. Параметры пьезокерамических материалов

Материал	Коэф. электромеханической связи, K_p	Относит. диэлектр. проницаем., $\varepsilon^T_{33}/\varepsilon_0$	Плотность, ρ, 10^3кг/м^3	Пьезомодули, 10^{-12}Кл/Н			Чувствительность в режиме приема, 10^{-3}В·м/Н			Относител. отклон. частоты в интервале температур -60 — +85 °С, $\delta f_\Theta / f_r$, %	Тангенс угла диэл. потерь, tgδ, 10^{-2}		Водопоглощение, W, %, не более	Модуль Юнга, Y_1^E, 10^{-11} н/м^2	Электрич прочность, $E_{пр}$, 10^6В/м	Температура точки Кюри, $T_к$, °С	Скорость звука, υ_1, 10^3м/с	Механическая добротность, Q_M
				d_{31}	d_{33}	d_{15}	g_{31}	g_{33}	g_{15}		слабое поле	сильное поле						
ЦТС-19	0,6	1750	7,5	160	330	400	10,4	21,4	30,6	0,8	2,8	-	0,2	0,7	3,0	300	3,0	80
ЦТС-19(цт)	0,65	2200	7,5	210	430	-	10,7	22,0	-	-	2,0	-	-	-	-	300	2,6	60
ЦТС-21	0,3	500	7,6	40	100	120	9,1	22,6	-	1,5	2,0	-	0,2	0,9	4,0	400	3,7	150
ЦТС-23	0,5	1000	7,5	120	240	365	13,6	27,1	-	-	0,7	3,0	0,09	0,65-0,85	3,0	280	3,3	300
ЦТС-26	0,62	1750	7,6	160	330	400	10,4	21,4	-	1,0	2,0	-	-	-	-	350	3,0	80
ЦТС-26м	0,62	1750	7,6	160	330	-	10,4	21,4	-	-	2,0	-	-	-	-	350	3,0	80
ЦТС-35	0,45	1000	7,5	100	200	-	-	-	-	0,4	2,0	-	0,2	0,75	1	300	3,45	700
ЦТС-35у	0,48	800	7,5	85	190	-	-	-	-	-	2,5	-	-	-	-	290	3,5	650
ЦТС-36	0,57	670	7,7	90	220	440	15,4	38,0	-	3,0	3,0	-	-	-	-	350	3,3	80
ЦТС-38	0,3	460	7,5	40	70	-	-	-	-	0,2	1,0	-	-	-	-	330	3,5	1700
ЦТС-39	0,38	720	7,5	60	100	-	-	-	-	0,25	1,0	-	-	-	-	290	3,5	1150
ЦТС-40	0,48	1350	7,5	80	150	-	-	-	-	0,4	1,0	-	-	-	-	240	3,45	600
ЦТССт-3	-	1400	7,4	130	275	-	10,5	22,2	-	-	-	-	0,15	-	-	-	-	900
ЦТССт-3(цт)	0,55	1400	7,7	140	260	-	11,3	21,0	-	-	0,7	3,0	-	-	-	280	3,0	300
ЦТБС-3	0,45	2300	7,25	134	286	-	7,8	16	23,8	-	1,2	3,5	0,1	≥0,7	3,0	180	3,4-3,6	200
ЦТБС-7	0,54	1600	7,5	140	330	575	9,6	23,1	-	-	0,8	3,5	-	-	-	220	3,3	300
НЦТС-2	0,65	5700	7,8	310	650	-	7,9	12,9	-	-	3,0	-	-	-	-	140	2,6	50
ТНаВ-1	-	140	6,9	-	16	-	-	12,9	-	-	0,5	-	-	-	-	660	-	4000
ТНаВ-1м	-	130	6,6	-	22	-	-	19,2	-	-	0,8	-	-	-	-	630	-	-
ТНВ-1	-	100	7,2	-	7	-	-	7,9	-	-	0,8	-	-	-	-	920	-	-

Основу большинства современных ПКМ составляют твердые растворы титаната-цирконата свинца (ЦТС, PZT), модифицированные различными компонентами и добавками.

Выпускаются также ПКМ на основе титаната бария (ТБ), титаната свинца (ТС), ниобата свинца (НС), титаната висмута (ТВ) и др. Основными свойствами ПКМ, выявляемыми на стандартных керамических образцах, являются:

— высокие значения диэлектрической проницаемости;
— наличие спонтанной поляризации отдельных областей (доменов);
— наличие петель гистерезиса на зависимостях: поляризация—электрическое поле, деформация—электрическое поле;
— рост диэлектрической проницаемости с повышением температуры;
— наличие особой точки (температура Кюри) на кривой зависимости диэлектрическая проницаемость—температура, выше которой сегнетоэлектрические свойства не проявляются;
— возникновение остаточной поляризации и двойного электрического слоя на поверхности спеченных образцов после воздействия постоянного электрического поля, обуславливающее возможность проявления телом пьезоэлектрического эффекта (преобразования механической энергии в электрическую и/или наоборот).

В зависимости от основного назначения ПКМ подразделяются следующим образом.

1. «Сегнетомягкие» ПКМ. Применяются для изготовления высокочувствительных преобразователей, работающих без жестких требований по стабильности параметров к воздействию дестабилизирующих факторов (повышенных температур, электрических и механических полей).

ПКМ общего назначения. К ним относятся материалы ЦТС-19 и ЦТС-19 (цт). ЦТС-19 (цт) является модификацией ЦТС-19 с повышенными (рекордными для данного материала) значениями пьезоэлектрических модулей (d_{ik}). Это повышение достигнуто за счет замены сырьевых компонентов оксида циркония и оксида титана на специально разработанное высокоактивное сырье — титанат циркония (цт).

ПКМ специального назначения с пониженной диэлектрической проницаемостью и высокой чувствительностью в режиме приема. К ним относится материал ЦТС-36, выпускаемый обычно в виде горячепрессованных блоков и предназначенный, главным образом, для изготовления преобразователей ультразвуковых линий задержки.

ПКМ специального назначения с повышенными значениями диэлектрической проницаемости и пьезомодулей. К ним относится материал НЦТС-2. Эти материалы предназначены для использования в телефонных устройствах с повышенной чувствительностью.

2. «Сегнетожесткие» ПКМ. Применяются для изготовления преобразователей, работающих в режиме приема и (или) излучения в условиях воздействия сильных электрических полей и (или) механических напряжений. К ним относятся материалы ЦТС-23, ЦТССт-3 (цт) и ЦТБС-7. Материалы ЦТС-23 и ЦТССт-3 (цт) хорошо зарекомендовали себя при использовании в пьезоэле-

ментах систем зажигания и гидроакустики. ЦТССт-3 (цт) и ЦТБС-7 можно рекомендовать для изготовления пьезотрансформаторов и ультразвуковых излучателей повышенной мощности.

3. ПКМ для частотно-селективных устройств. Применяются для изготовления пьезоэлементов (обладающих повышенной температурной и временной стабильностью частотных характеристик) частотно-селективных устройств на объемных и поверхностных акустических волнах (ПАВ).

Материалы для частотно-селективных устройств на объемных волнах планарной моды колебаний. Применяются в основном при создании фильтров на дискретных пьезоэлементах. К ним относятся материалы ЦТС-38, ЦТС-39 и ЦТС-40.

Материалы для частотно-селективных устройств на объемных волнах моды колебаний сжатия-растяжения по толщине. Представителями этой подгруппы являются материалы ЦТС-35 и ЦТС-35У. ЦТС-35У выпускается в виде горячепрессованных блоков.

Материалы для частотно-селективных устройств на объемных волнах моды колебаний сдвига по толщине. Представителем этой подгруппы является материал ЦТС-35. Материалы этих подгрупп используются при создании монолитных фильтров для частотно-модулированных сигналов на частоты до 10 МГц.

Материалы для частотно-селективных устройств на поверхностных акустических волнах. К этой подгруппе относится материал ЦТС-33, изготовляемый в виде горячепрессованных блоков. Он применяется при разработке фильтров на частоты до 40 МГц.

4. Высокотемпературные ПКМ. Высокотемпературные ПКМ используются для изготовления пьезоэлементов, работающих при температурах не менее 250 °С. В эту группу входят материалы ЦТС-21, ЦТС-26, ТНаВ-1 и ТНВ-1, обеспечивающие повышенные рабочие температуры пьезоэлементов (250—750 °С). Для повышения температурной стабильности пьезомодуля (d_{33}) разработаны модификации материалов ЦТС-26 и ТНаВ-1, ЦТС-26М и ТНаВ-lМ.

5. Электрооптические материалы. Электрооптические материалы используются для изготовления активных элементов светомодулирующих, в том числе защитных, устройств и цифровых индикаторов. В эту группу входят материалы ЦТСЛ-А, ЦТСЛ-Б и ЦТСЛ-В. Элементы из материала ЦТСЛ-А с остаточной поляризацией (заполяризованные) используются в режиме линейного ЭО-эффекта (эффект Поккельса). Они характеризуются также рекордно высокими пьезоэлектрическими и пироэлектрическими параметрами. Элементы из ЦТСЛ-Б и ЦТСЛ-В используются в светомодулирующих устройствах, работающих в режиме квадратичного ЭО-эффекта (эффект Керра) в различных температурных интервалах. Разработанные [31, 32] технологии изготовления электрооптической пьезо- и сегнетокерамики обеспечивают получение практически беспористой керамики и ЭО-пластин с апертурой более 3000 мм^2 и светопропусканием в диапазоне 0,5—8 мкм свыше 98% от теоретического.

Основные характеристики некоторых из описанных пьезокерамических материалов представлены в табл. 9.1.

Дополнительную информацию о пьезокерамических материалах можно найти на сайтах ОАО «ЭЛПА» (Зеленоград, Россия) — www.elpapiezo.ru и

ОАО «Аврора» (Волгоград, Россия) — avrora.vlink.ru. и др. [31-42], а также в [25—36].

Формулы для расчета характеристик пьезокерамических материалов можно найти в [18—20].

Пьезоэлектрические пленки

В 1969 году Каваи [16] обнаружил сильный пьезоэлектрический эффект в поливиниленденфторидных (ПВДФ, PVDF) пленках, а в 1975 году кампания Pioneer, Ltd выпустила первые громкоговорители и наушники, реализованные на основе ПВДФ. ПВДФ — это полукристаллический полимер, степень кристаллизации которого составляет 50%. Подобно другим полукристаллическим полимерам ПВДФ представляет собой слоевую структуру с аморфными зонами. Его химическая формула состоит из повторяющихся звеньев CF_2-CH_2:

$$\begin{bmatrix} & H & & F & \\ & \vdots & & \vdots & \\ \cdots & C & \cdots & C & \cdots \\ & \vdots & & \vdots & \\ & H & & F & \end{bmatrix}$$

Молекулярный вес ПВДФ равен около 10^5, что соответствует порядка 2000 повторяющихся звеньев. Пленка является практически прозрачной в видимом и ближнем ИК (инфракрасном) диапазонах и поглощает излучение дальней ИК области электромагнитного спектра. Ее плотность равна около 1780 кг/м^3. ПВДФ является механически прочным и гибким материалом. Для применения в пьезодатчиках эту пленку обычно вытягивают в одном или сразу двух направлениях так, чтобы ее размеры увеличились в несколько раз. Коэффициенты упругости (такие как модуль Юнга) определяются величиной растяжения. Например, если пленка была растянута при температуре 140 °С до соотношения 4:1, ее модуль Юнга равен 2,1 ГПа, а если до соотношения 6,8:1, модуль составляет 4,1 ГПа. Удельное сопротивление пленки зависит от величины ее относительного удлинения. Например, при небольшом удлинении удельное сопротивление равно $6{,}3 \cdot 10^{15}$ Ом·см, в то время как при степени растяжения 7:1 оно составляет $2 \cdot 10^{16}$ Ом·см.

Хотя пьезоэлектрические константы пленки из ПВДФ не такие высокие, как у некоторых других пьезоматериалов, например, у $BaTiO_3$ и ЦТС, они обладают уникальным свойством сохранять поляризацию даже при воздействии на них очень сильных переменных электрических полей. Это означает, что, несмотря на то что значение d_{31} пленки из ПВДФ почти в 10 раз меньше, чем у ЦТС, ее максимальная деформация может быть на порядок больше, чем у того же ЦТС, поскольку для ПВДФ предельно допустимая величина электрического поля в 100 раз превышает аналогичную характеристику для ЦТС. К тому же пленки из ПВДФ обладают очень хорошей временной стабильностью: при хранении при температуре 60 °С они теряют за шесть месяцев только около 1—2% чувствительности.

Другим преимуществом пьезопленок над пьезокерамикой является их низкий акустический импеданс, который по значению близок к воде, человеческим тканям и другим органическим материалам. Например, акустический

импеданс пьезопленки отличается от импеданса воды только в 2,6 раза, в то время как для пьезокерамики он, как правило, в 11 раз больше. Близкие значения импедансов позволяют осуществлять более эффективную передачу акустических сигналов в воде и тканях.

Пьезоэлектрические пленки обладают следующими уникальными свойствами [16]:

- широким частотным диапазоном: 0.001... 10^9 Гц;
- большим динамическим диапазоном от мкТорр до Мбар;
- низким акустическим импедансом, близким к воде, человеческим тканям и клеевым составам;
- высокой упругой податливостью;
- высоким выходным напряжением: в 10 раз выше, чем у пьезокерамики при одинаковых приложенных силах;
- высокой электрической прочностью диэлектрика: выдерживают поля до 75 В/мкм, при которых большинство пьезокерамических материалов теряют поляризацию;
- высокой механической прочностью и ударостойкостью: 10^9...10^{10} пределов прочности;
- высокой стабильностью: устойчивостью к влажности (влагопоглощение менее 0,02%), большинству химических реактивов, окислителям, мощному ультрафиолетовому (УФ) и ядерному излучениям;
- из них можно получать структуры произвольной формы;
- их можно соединять обычными клеями

В табл. 9.2 приведены основные свойства пьезоэлектрических пленок.

Таблица 9.2. Основные свойства пьезоэлектрических пленок [16]

Обозначение	Параметр	ПВДФ	Сополимер	Единицы измерения
t	Толщина	9, 28, 52, 110	< 1...1200	мкм
d_{31}	Пьезоэлектрические модули	23	11	$10^{-12}\ \frac{\text{м/м}}{\text{В/м}}$ или $\frac{\text{Кл/м}^2}{\text{Н/м}^2}$
d_{33}		-33	-38	
g_{31}	Пьезоэлектрические коэффициенты напряжений	216	162	$10^{-3}\ \frac{\text{В/м}}{\text{Н/м}^2}$ или $\frac{\text{м/м}}{\text{Кл/м}^2}$
g_{33}		-330	-542	
K_{31}	Электромеханические коэффициенты связи	12%	20%	
K_1		14%	25—29%	
C	Емкость	380 при 28 мкм	68 при 100 мкм	пФ/см^2 при 1 кГц
Y	Модуль Юнга	2-4	3-5	10^9 Н/м2

Продолжение табл. 9.2

Обозначение	Параметр		ПВДФ	Сополимер	Единицы измерения
V_0	Скорость звука	относительное удлинение	1,5	2,3	10^3м/с
		толщина	2,2	2,4	
P	Пироэлектрический коэффициент		30	40	10^{-6} Кл/(м^2·°K)
ε	Диэлектрическая проницаемость		106—113	65-75	10^{-12} Ф/м
$\varepsilon/\varepsilon_0$	Относительная диэлектрическая проницаемость		12—13	7-8	
ρ_m	Плотность массы		1,78	1,82	10^3 кг/м
ρ_0	Объемное удельное сопротивление		$> 10^{13}$	$> 10^{14}$	Ом·м
$R_\square$	Удельное сопротивление металлизированной поверхности		< 3,0	< 3,0	Ом/площадь для NiAl
$R_\square$			0,1	0,1	Ом/площадь для Ag красителей
tg δ_e	Тангенс угла потерь		0,02	0,015	1 кГц
	Предел текучести		45—55	20—30	10^6 Н/м^2 (осевое растяжение)
	Температурный диапазон		-40...100(80)	-40...145 (115)	°C
	Влагопоглощение		<0,02	<0,02	%H_2O
	Максимальное рабочее напряжение		750 (30)	750 (30)	В/мил(В/мкм), постоянное напряжение, 25 °C
	Напряжение пробоя		2000(80)	2000(80)	В/мил(В/мкм), постоянное напряжение, 25 °C

Как и другие ферроэлектрические (пьезоэлектрические) материалы, ПВДФ также обладает пироэлектрическими свойствами, т.е. на его поверхности образуется электрический сигнал при изменении температуры. Пленки из ПВДФ сильно поглощают ИК лучи в диапазоне длин волн 7...20 мкм. Этот диапазон соответствует спектру длин волн, излучаемых человеческим телом. Однако, несмотря на то что сами пленки из ПВДФ могут поглощать тепловое излучение, в пироэлектрических датчиках они располагаются между двумя тонкими электродами, которые иногда довольно сильно отражают волны интересующего диапазона. В таких случаях электрод, расположенный ближе к источнику тепловых излучений, либо покрывают теплопоглощающим слоем, либо изготавливают из нихрома (сплава, обладающего высокой поглощающей способностью). На основе пленок из ПВДФ реализуют датчики перемещения людей, а также пироэлектрические датчики для более сложных устройств, таких как видеокамеры для ночного наблюдения и лазерные копировальные приборы.

Новые сополимеры ПВДФ, разработанные в последние годы, нашли широкое применение в пьезоэлектрических полимерных датчиках. Такие сополимеры используются при более высоких температурах (135 °С), и из них можно получать новые формы датчиков: цилиндрические и полусферические. Из них можно изготавливать сенсоры, толщина которых превышает предельные значения для устройств на основе ПВДФ пленок: например, кремниевые датчики с ультратолстым (200 А) покрытием и гидролокаторы с цилиндром, толщина стенок которого превышает 1200 мкм. Пьезоэлектрические кабели также реализуют из сополимеров.

В отличие от пьезокерамических преобразователей датчики на основе пьезоэлектрических пленок обладают более широкими динамическим и частотным диапазонами. Широкая полоса частот (практически от 0 до 2 ГГц) и низкая добротность могут быть объяснены мягкостью, присущей полимерам. Такие датчики нашли широкое применение в ультразвуковой технике, работающей на частотах до 50 кГц. При использовании в ультразвуковых передатчиках (частота более 500 кГц) частота пьезодатчиков определяется коэффициентом d_{33}. Максимальный коэффициент передачи достигается на частоте резонанса по толщине. Основной полуволновой резонанс пленочного пьезоэлектрического сенсора толщиной 28 мкм наступает на частоте порядка 40 МГц. Частота резонанса всегда зависит от толщины пленки: она меняется от единиц МГц для толстых пленок (≈1000 мкм) до > 100 МГц для тонких пленок (порядка мкм).

Датчики на пьезоэлектрических пленках имеют и ряд недостатков. Они обладают довольно слабым электромеханическим коэффициентом связи по сравнению с пьезокерамическими сенсорами, особенно на частоте резонанса и на низких частотах. Пленки из сополимеров могут использоваться и храниться при температурах, не превышающих 135 °С, а ПВДФ пленки рекомендуется использовать при температурах до 100 °С.

Тонкие пленки из ЦТС обладают большим пьезоэлектрическим модулем, чем A1N и ZnO, что делает их перспективными для использования в детекторах теплового излучения. Для формирования слоев из ЦТС существует большое количество методов, среди которых можно назвать электролучевое распыление, радиочастотное напыление, ионное осаждение, эпитаксиальное выращивание, магнетронное напыление, лазерное распыление и золь-гелевая технология [16].

9.3. Классификация пьезоэлектрических датчиков

Пьезоэлектрические датчики можно разделить на два крупных класса в зависимости от физических эффектов, лежащих в их основе [19].

К первому классу относятся датчики, использующие прямой пьезоэффект. Они используются для измерения линейных и вибрационных ускорений, динамических и квазистатических давлений и усилий, параметров звуковых и ультразвуковых полей и др.

Ко второму, не менее обширному классу, относятся так называемые резонансные пьезодатчики [12, 19]. В их основе может лежать обратный пьезо-

эффект (резонансные пьезопреобразователи на основе пьезоэлектрических резонаторов), а также обратный и прямой пьезоэффекты (резонансные пьезодатчики на основе пьезоэлектрических трансформаторов). Кроме того, в их основе лежат другие физические эффекты (тензочувствительность, акусточувствительность, термочувствительность и др.), что позволяет использовать их для измерения статических и динамических давлений и усилий, линейных и вибрационных ускорений, концентраций веществ в газах, вязкости, углов наклона и др.

9.4. Методы исследования пьезоэлектрических датчиков

Теория деформирования твердых тел из пьезоэлектрических материалов развивается на стыке электродинамики и механики и в последнее время оформилась как самостоятельная область знаний [23].

Анизотропия физико-математических свойств пьезоэлектриков и взаимосвязь электромагнитного поля с механическими движениями существенно осложняют описание процессов деформирования и прочности. В связи с этим значительное внимание уделяется развитию и созданию математических методов количественного анализа.

Основные соотношения линейной теории электроупругости [23] состоят из уравнений, описывающих механическую сторону пьезоэффекта (эти уравнения следуют из законов сохранения, необходимых геометрических связей и справедливы для любой линейной среды), и уравнений Максвелла, описывающих электрические явления в среде. Связь между переменными двух типов уравнений определяется физическими соотношениями — уравнениями пьезоэффекта. С механической стороны в них входят симметричные тензоры напряжений и деформаций, с электрической — векторы электрической индукции и напряженности электрического поля. Коэффициенты линейной связи являются комплексными. Введение комплексных коэффициентов дает возможность учесть диссипацию в условиях циклического деформирования пьезоэлектрика.

Определяющая система уравнений для пьезоэлектрического тела состоит из двадцати двух дифференциальных уравнений. Точное решение краевой задачи электроупругости возможно лишь в редких случаях для простейших областей. В практически важных задачах приходится удовлетворяться приближенным решением.

Эффективным средством построения приближенных решений являются **вариационные методы**. Решение задачи в вариационной формулировке заключается в нахождении функций, на которых функционал соответствующего вариационного принципа имеет стационарное значение.

Существенное значение для понимания процессов, протекающих в пьезоэлектрических телах, имеют решения одномерных задач для тел с вырожденной геометрией — стержней, тонких дисков и пластин, колец, бесконечных цилиндров. Колебания таких тел описываются скалярными уравнениями, точные решения которых строятся достаточно просто.

Альтернативный подход состоит в замещении пьезоэлектрика **эквивалентной электрической схемой** с последующим расчетом по теории электрических цепей [10]. Такой подход естественен при решении вопроса о согласовании и общем анализе электрической цепи, частью которой является схема замещения пьезоэлектрика. Но вопросы механической и электрической прочности, оптимального конструирования (особенно для объектов, описывающихся нескалярными моделями) остаются за рамками теории электрических цепей.

Одномерные задачи имеют особую практическую ценность. Во-первых, одномерные моды колебаний реализуются во многих конкретных устройствах, во-вторых, комплексные коэффициенты физических соотношений определяются экспериментально по измерениям на одномерных модах.

Обширный класс задач составляют **задачи об осесимметричных колебаниях** пьезоэлектрических тел. Осесимметричные колебания, будучи пространственными с физической точки зрения, математически описываются двумерными уравнениями.

Для анализа преобразователей широко применяются также **методы теории автоматического управления** [4, 11, 25].

Наконец, наиболее точные результаты могут быть получены экспериментальным путем.

9.5. Пьезоэлектрические резонаторы

Пьезоэлементы с двумя электродами называют резонаторами. Первое применение пьезоэлектрических (кварцевых) резонаторов — стабилизация частоты электрических генераторов [6].

При совпадении частоты подводимого электрического напряжения (или механической силы) с собственной частотой колебаний пьезоэлемента возникает явление электромеханического резонанса. Для систем с распределенными параметрами, каковыми являются пьезоэлементы, резонанс характеризуется тем, что в направлении распространения волн укладывается целое число полуволн.

Для простейшей эквивалентной электрической цепи резонатора — последовательно-параллельного контура (рис. 9.4) — это означает равенство индуктивного и емкостного сопротивлений.

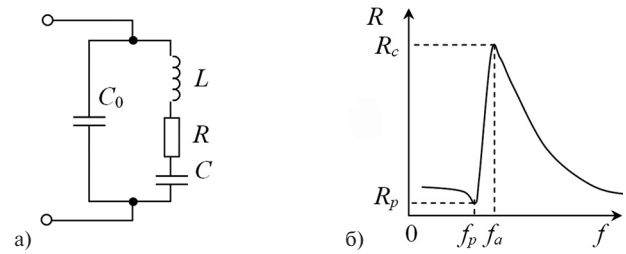


Рис. 9.4. Эквивалентная электрическая схема резонатора (а) и его типовая частотная характеристика (б)

В пьезоэлементе могут быть возбуждены различные типы колебаний: продольные, колебания по толщине, радиальные, крутильные, изгибные, сдвига. Практически в резонаторе всегда присутствует одновременно несколько видов взаимосвязанных колебаний, создающих помехи колебаниям в основном направлении, поэтому необходимо создавать условия, при которых один из видов колебаний существенно преобладает, а остальные должны быть подавлены.

Резонансные частоты резонаторов наиболее часто встречающихся типов колебаний определяют по формулам:
для продольных колебаний

$$f_p = \frac{n}{2l}\sqrt{\frac{Y}{\rho}}; \tag{9.1}$$

для колебаний сдвига по толщине

$$f_p = \frac{n}{2a}\sqrt{\frac{Y}{\rho}\frac{1-\delta}{(1+\delta)(1-2\delta)}}; \tag{9.2}$$

для радиальных колебаний

$$f_p = \frac{z_n}{2\pi r}\sqrt{\frac{Y}{\rho(1-\delta)^2}}, \tag{9.3}$$

где Y — модуль Юнга; ρ — плотность материала пьезоэлемента; δ — коэффициент Пуассона; n — номер гармоники; l, a, r — длина, толщина, радиус пьезоэлемента; z_n — параметр, определяемый через функции Бесселя.

На практике для определения резонансной частоты продольных колебаний пользуются приближенной формулой:

$$f_p \approx \frac{c}{2l}, \tag{9.4}$$

где c — скорость звука в материале пьезоэлемента; l — резонансный размер; или

$$f_p \approx \frac{200}{l}, \text{ кГц}.$$

Резонансная частота радиальных колебаний диска [19]

$$f_p \approx \frac{1{,}35c}{4r}. \tag{9.5}$$

Тип колебаний кварцевого резонатора зависит от среза. Для возбуждения продольных колебании выбирают x-срезы, для поперечно-сдвиговых колебаний — АТ- и ВГ-срезы [6, 12].

Для пьезоэлектрического резонатора со сплошными электродами резонансную и антирезонансную частоты можно выразить через параметры эквивалентной схемы (рис. 9.4).

$$\left.\begin{aligned} f_p &= \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}; \\ f_a &= \frac{1}{2\pi\sqrt{\frac{LCC_0}{C+C_0}}}. \end{aligned}\right\} \tag{9.6}$$

Добротность пьезорезонатора определяется выражением

$$Q = \frac{2\pi\ f_p L}{R}. \tag{9.7}$$

Эквивалентные схемы пьезоэлектрических резонаторов, учитывающие электрофизические и механические параметры, а также методы расчета резонаторов, приведены в [8, 10, 19].

9.6. Пьезокерамические трансформаторы

Пьезоэлектрическим трансформатором называют пьезоэлектрический элемент с тремя и более электродами, подключенными к одному или нескольким источникам электрического сигнала и нагрузкам [9, 10, 19, 21]. В простейшем случае пьезоэлектрический трансформатор представляет собой пьезоэлемент с тремя электродами, образующими две системы электродов. Часть пьезоэлектрического трансформатора, подключенную к источнику электрического сигнала, называют возбудителем, а часть, подключенную к нагрузке, — генератором [9].

В возбудителе переменный электрический сигнал за счет обратного пьезоэффекта преобразуется в энергию акустических волн, которые, зарождаясь на границах электродов, распространяются по всему объему трансформатора. На частоте, равной одной из резонансных механических частот трансформатора, образуется стоячая волна с максимальной амплитудой колебаний. В генераторе пьезоэлектрического трансформатора механическое напряжение за счет прямого пьезоэффекта преобразуется в электрический сигнал. На резонансных частотах коэффициент трансформации имеет максимальное значение.

Пьезоэлектрические трансформаторы являются трансформаторами напряжения. Однако созданы также трансформаторы с низким коэффициентом трансформации по напряжению, но работающие с большими токами, достигающими нескольких ампер [9]. Они были названы пьезоэлектрическими трансформаторами тока.

По способу преобразования энергии в возбудителе и генераторе пьезоэлектрические трансформаторы можно классифицировать как поперечно-поперечные, продольно-продольные, поперечно-продольные, продольно-поперечные.

По типу колебаний пьезоэлектрические трансформаторы подразделяют на трансформаторы с возбуждением колебаний продольных, радиальных, сдвига и изгиба.

Некоторые конструкции пьезоэлектрических трансформаторов показаны на рис. 9.5 [9, 14]. Трансформатор с продольной поляризацией возбудителя и генератора (рис. 9.5, *а*) называется трансформатором кольцевого типа, а с поперечно-продольной и поперечной поляризацией (рис. 9.5, *б* и *в*) — трансформатором поперечного типа. Дисковый трансформатор (рис. 9.5, *г*) также является трансформатором поперечного типа, но имеет некоторые особенности работы, поэтому дисковые трансформаторы выделяют в отдельную группу. Продольно-продольные и поперечно-поперечные трансформаторы являются симметричными. Их коэффициент трансформации не зависит от геометрических размеров и достигает нескольких десятков и даже сотен единиц [9].

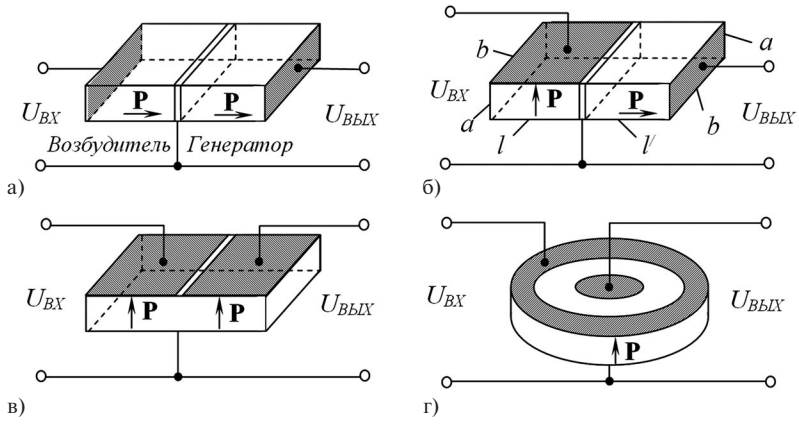


Рис. 9.5. Конструкции пьезоэлектрических трансформаторов: а — продольно-продольный; б — поперечно-продольный; в — поперечно-продольный; г — дисковый

Поперечно-продольный трансформатор является несимметричным, и его коэффициент трансформации зависит от соотношения геометрических размеров. Эта конструкция трансформатора представляет наибольший практический интерес. Коэффициент трансформации поперечно-продольного трансформатора может достигать нескольких тысяч [10].

Коэффициент трансформации дискового трансформатора выше, чем у поперечного. При возбуждении на радиальной моде колебаний поток энергии через цилиндрическую поверхность остается неизменным для любого радиуса, и, следовательно, в центре диска происходит концентрация энергии. Если генераторную секцию трансформатора расположить в центре диска, происходит дополнительное повышение коэффициента трансформации за счет концентрации энергии [9].

Входной и выходной импедансы определяются главным образом емкостями систем электродов.

Анализ работы пьезоэлектрических трансформаторов, как и пьезоэлектрических резонаторов, может проводиться с помощью эквивалентных схем. Эквивалентная схема пьезоэлектрического трансформатора получается из эквивалентных схем двух пьезоэлектрических резонаторов, один из которых является возбудителем, другой — генератором и для дискового пьезотрансформатора имеет вид, показанный на рис. 9.6 [9, 10].

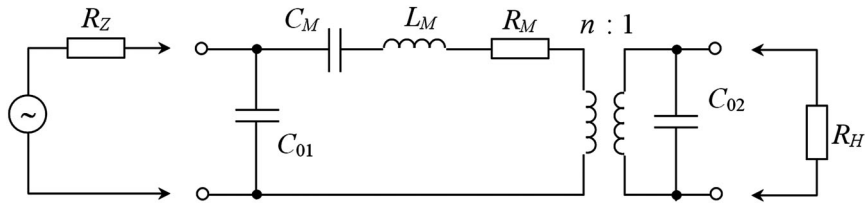


Рис. 9.6. Упрощенная эквивалентная схема дискового пьезотрансформатора

Выражение для коэффициента трансформации по напряжению, полученное через параметры трансформатора:
для поперечно-продольного

$$K_{u0} = \frac{4Q_M}{\pi^2} \frac{Y_{33}^E g_{33} d_{31}}{1 - k_{33}^2} \frac{l}{a}; \tag{9.8}$$

для продольно-продольного

$$K_{u0} = \frac{4Q_M k_{33}^2}{\pi^2} = \frac{4Q_M g_{33} d_{33} Y_3}{\pi^2}; \tag{9.9}$$

для поперечно-поперечного

$$K_{u0} = \frac{4Q_M}{\pi^2} \frac{k_{31}^2}{1 - k_{31}^2} = \frac{4Q_M}{\pi^2} \frac{g_{31} d_{31} Y_3}{\pi^2}. \tag{9.10}$$

Как указывалось выше, максимальный коэффициент трансформации имеет поперечно-продольный пьезоэлектрический трансформатор. Если предположить, что размеры $l \to \infty$, $a \to \infty$, то $K_{u0} \to \infty$. Однако размеры определяются допустимыми габаритными требованиями, сложностью технологии их выполнения и потерями. Если считать, что длина l не должна превышать 100 мм, а толщина не должна быть меньше 0,25 мм, то коэффициент геометрии $N_\Gamma = \frac{l}{a} = 200$. Этому пределу для трансформатора из пьезокерамики ЦТС-23 соответствует коэффициент трансформации, равный 7000 [12]. На практике эта величина значительно меньше.

9.7. Пространственная энергосиловая структура пьезокерамического элемента

Пространственная энергосиловая структура пьезокерамического элемента может быть описана тремя векторами — вектором поляризации **P**, вектором действующей на пьезоэлемент силы **F**, а также вектором напряженности электрического поля выходного сигнала **E** [18—20].

Рассмотрим простейший пьезокерамический элемент в виде прямоугольного параллелепипеда (рис. 9.7).

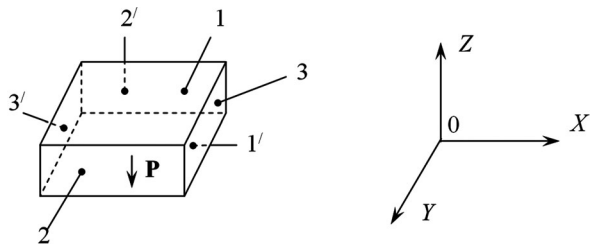


Рис. 9.7. Пьезокерамический элемент в виде параллелепипеда

Пусть электроды нанесены на все грани параллелепипеда и не соединены между собой, а пьезоэлемент поляризован между гранями 1-1/. Пусть также измеряемая сила **F** приложена параллельно вектору поляризации **P** перпендикулярно к грани 1, а выходное напряжение снимается с граней 1-1/. Таким образом, для данного датчика все 3 вектора параллельны оси Z (**F** ↓ **P** ↓ **E**).

Следует отметить, что изменение направления одного из векторов на 180° приводит лишь к изменению фазы сигнала.

Рассмотренный выше датчик с параллельным расположением трех векторов является наиболее распространенным и известным [4, 10, 14, 18].

Для него можно записать:

$$U_{вих} = \frac{Q}{C_{1-1/}} = \frac{d_{31} \cdot F}{C_{1-1/}}, \tag{9.11}$$

где Q — заряд, генерируемый пьезоэлементом на гранях 1-1/; $C_{1\text{-}1/}$ — емкость между гранями 1-1/; d_{31} — пьезомодуль.

Пусть вектор поляризации **P** не меняет своего направления, а сила **F** может прикладываться как к грани 1, так и к граням 2 и 3, электрическое напряжение может при этом сниматься с граней 1-1/ или с граней 2-2/, или 3-3/. Таким образом, векторы **F** и **E** могут быть как параллельны, так и перпендикулярны вектору **P** (см. табл. 9.3).

В том случае, когда измеряемое усилие прикладывается к пьезоэлементу таким образом, что угол между направлением действия усилия **F** и вектором поляризации **P** составляет 90° (преобразователи 2 и 5 в табл. 9.3), датчик был назван поперечным.

Для таких датчиков чувствительность S записывается в виде

$$S = \frac{Q}{F} = d_{ij} \frac{h}{a}, \tag{9.12}$$

где Q — заряд, генерируемый на соответствующей грани; h — высота пьезоэлемента; a — толщина.

Поперечные пьезоэлементы используются в датчиках фирм Brüel & Kjer (Дания) и Kistler Instrumente AG [27, 28].

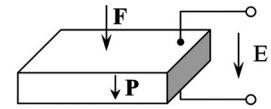
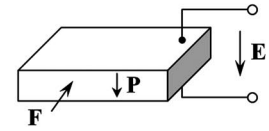
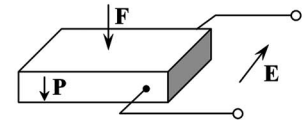
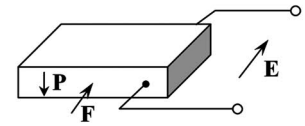
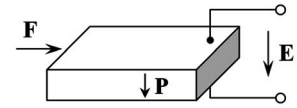
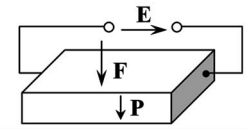
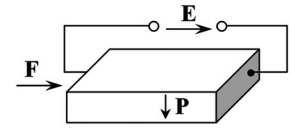
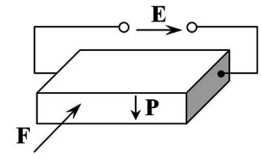
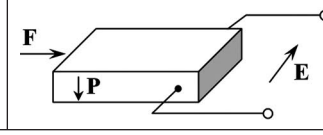
Разработаны датчики, в которых угол между вектором напряженности электрического поля выходного сигнала **E** и вектором поляризации **P** составляет 90° (преобразователи 3 и 6 в табл. 9.3). Таким преобразователям было дано название доменно-диссипативных [18, 19].

Не менее интересным оказался датчик, в котором оба вектора — **F** и **E** перпендикулярны вектору поляризации **P** (преобразователи 4 и 7 в табл. 9.3). Такие преобразователи получили название поперечных доменно-диссипативных [18, 19].

Датчики 1—7 из табл. 9.3 — это датчики, векторы **P, F, E** которых лежат в плоскости *YOZ*. В датчиках 8 и 9 эти векторы создают объемную энергосиловую структуру.

Приведенные в табл. 9.3 конструктивные схемы датчиков, естественно, не исчерпывают возможные варианты их исполнения.

Таблица 9.3. Пространственная энергосиловая структура датчиков

№	Тип датчика	Направление векторов			Схема датчика
		F	P	E	
1	Традиционный	↓	↓	↓	
2	Поперечный	→	↓	↓	
3	Доменно-диссипативный	↓	↓	→	
4	Поперечный доменно-диссипативный	→	↓	→	
5	Поперечный	→	↓	↓	
6	Доменно-диссипативный	↓	↓	→	
7	Поперечный доменно-диссипативный	→	↓	→	
8	Объемный поперечный доменно-диссипативный	↗	↓	→	
9	Объемный поперечный доменно-диссипативный	→	↓	↗	

Так, если мы изменим направление вектора поляризации таким образом, чтобы он был перпендикулярен граням 2-2/ параллелепипеда, мы получим еще 9 вариантов исполнения датчика. Наконец, повернув вектор поляризации так, чтобы он стал перпендикулярен граням 3-3/ пьезоэлемента, мы можем получить еще 9 вариантов исполнения датчика. Всего же для одного пьезоэлемента в виде прямоугольного параллелепипеда можно получить 27 вариантов датчиков с различными характеристиками.

Для сравнения на рис. 9.9 приведены экспериментальные амплитудно-частотные (АЧХ) и импульсные характеристики описанных в табл. 9.3 датчиков, изготовленных из бруска $50 \times 10 \times 10$ мм.

9.8. Обратная связь в пьезоэлектрических датчиках

Отрицательная обратная связь (ООС) широко применяется в автоматическом управлении, радиотехнике, электронике, измерительной технике и др. [11, 13].

Обычно ООС в измерительных устройствах вводится по входному воздействию. Для силоизмерительных преобразователей это требует создания силовых компенсаторов, что сводит на нет преимущества от введения ООС.

Выходное напряжение пьезоэлектрических датчиков зависит не только от приложенной силы (давление, ускорение и т.п.), но и от электрического напряжения на их входе. И.Г. Минаевым в этом случае было предложено вводить ОС не по основному (измерительному) каналу, а по дополнительному каналу датчика [19, 20].

Предложенный метод позволяет отказаться от необходимости создания силовых компенсаторов, а значит, значительно упрощает конструкции пьезокерамических датчиков с ООС. В этом случае можно также говорить о том, что сам пьезоэлемент является одновременно и силовым компенсатором. Кроме того, так как суммирование сигналов прямого преобразования и ОС производится в объеме пьезоэлемента, то такая ОС получила название пространственной электромеханической ОС [18—20].

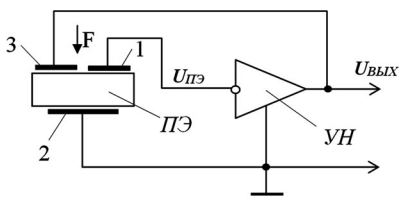


Рис. 9.8. Пьезоэлектрический датчик с обратной связью

Схема пьезокерамического преобразователя с обратной связью, реализующая предложенный метод, показана на рис. 9.8.

Датчик, изображенный на рис. 9.8, представляет собой замкнутую статическую следящую систему [11, 13] и состоит из пьезоэлемента *ПЭ* и согласующего усилителя напряжения *УН*. На пьезоэлемент нанесены три электрода *1*, *2* и *3*, причем электрод *1* подключен ко входу согласующего усилителя напряжения, электрод *2* — к общему проводу схемы, а электрод *3* — дополнительный электрод пьезоэлемента — к выходу согласующего усилителя напряжения.

Структурная схема этого преобразователя показана на рис. 9.9.

Здесь звену с коэффициентом передачи W_1 соответствует преобразование силы F, действующей на пьезоэлемент *ПЭ*, в механическое напряжение σ_1.

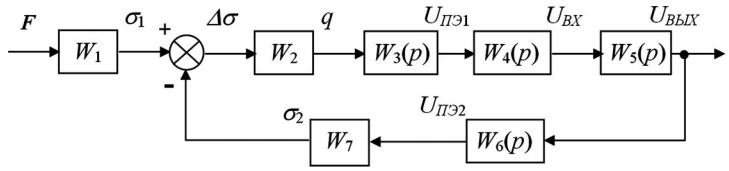


Рис. 9.9. Структурная схема пьезоэлектрического преобразователя с электромеханической обратной связью

Звено W_2 соответствует преобразованию $\Delta\sigma$ в заряд q на электродах пьезоэлемента. Звено W_3 соответствует преобразованию заряда q в напряжение на электродах пьезоэлемента $U_{ПЭ1}$. Звено $W_4(p)$ описывает процесс, происходящий при подключении нагрузки к пьезоэлементу (передачу напряжения $U_{ПЭ1}$ во входную цепь усилителя). Звено W_5 соответствует передаточной характеристике усилителя напряжения. Звено $W_6(p)$ описывает процесс, обратный звену $W_4(p)$, происходящий при подведении напряжения от усилителя напряжения к дополнительному электроду пьезоэлемента (передача напряжения $U_{ВЫХ}$ в напряжения между электродами пьезоэлемента $U_{ПЭ2}$). Наконец, звено W_7 соответствует преобразованию напряжения $U_{ПЭ2}$ в механическое напряжение σ_2.

Передаточная функция датчика с ООС:

$$W_{OC}(p) = \frac{W_1 W_2 W_3(p) W_4(p) W_5(p)}{1 + W_2 W_3(p) W_4(p) W_5(p) W_6(p) W_7} = W_1 \frac{W(p)}{1 + W(p)\beta(p)}, \quad (9.13)$$

где $W(p) = W_2 W_3(p) W_4(p) W_5(p)$ — коэффициент передачи цепи прямого преобразования, охваченной ООС; $\beta(p) = W_6(p) W_7$ — коэффициент передачи цепи ООС.

В работах [18—20] показано, что при выполнении условия $W(\rho)\beta(\rho) = 1$:

- чувствительность датчика уменьшается вдвое;
- АЧХ датчика становится линейной в достаточно широком диапазоне частот;
- относительная погрешность датчика стремится к нулю $\gamma \to 0$.

Отрицательная обратная связь обеспечивает также улучшение характеристик доменно-диссипативных датчиков [19].

В пьезокерамических датчиках с ООС могут использоваться мономорфные, биморфные и триморфные пьезоэлементы (см. разд. 9.9), а также усилители напряжения или заряда.

Один из вариантов датчика с пьезоэлементом в цепи ООС усилителя заряда показан на рис. 9.10.

Для этой схемы

$$U_{вых} \approx \frac{Q}{C_{ПЭ}}, \quad (9.14)$$

т.е. выходное напряжение датчика с пьезоэлементом в цепи ООС равно выходному напряжению пьезо-

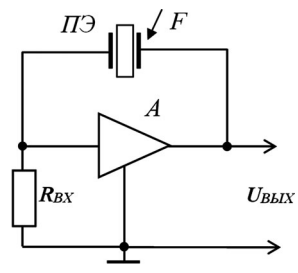


Рис. 9.10. Пьезоэлектрический датчик с пьезоэлементом в цепи ООС зарядового усилителя

элемента вообще без усилителя, т.е. напряжению прямого пьезоэффекта. Следовательно, и погрешность измерения зависит только от характеристик пьезоэлемента.

Разработано также значительное количество схем пьезоэлектрических датчиков с двумя контурами ООС, что в некоторых случаях позволяет улучшить их характеристики. В этих случаях могут применяться как усилители напряжения, так и заряда [18, 19].

На рис. 9.11 показан один из вариантов датчика с двухконтурной ООС с усилителями напряжения [25].

Структурная схема этого датчика изображена на рис. 9.12.

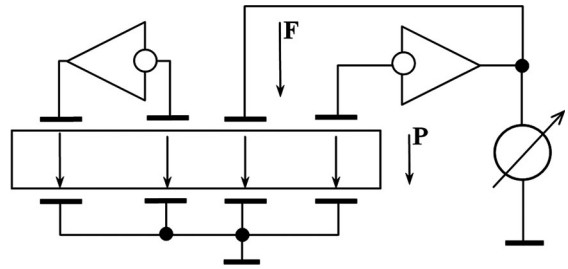


Рис. 9.11. Вариант пьезоэлектрического датчика с двухконтурной ООС с усилителями напряжения

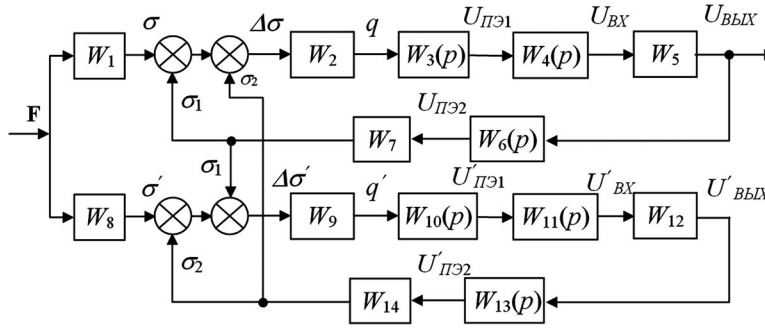


Рис. 9.12. Структурная схема датчика с двухконтурной ООС

Описание этой структурной схемы, а также некоторых вариантов датчиков с двухконтурной ООС можно найти в [19].

Следует, однако, отметить, что амплитудно-частотные характеристики пьезоэлементов и цепей обратной связи существенно зависят от пространственного расположения и размеров электродов, формы пьезоэлемента и др., поэтому вопрос об эффективности обратной связи должен быть подтвержден экспериментально для каждого конкретного случая.

9.9. Биморфные и триморфные пьезоэлементы

Биморфные пьезоэлементы (БПЭ) состоят из двух частей — двух пьезоэлементов, соединенных между собой, или пьезоэлемента и металлической пластины, также соединенных между собой с помощью эпоксидного компаунда или легкоплавкого припоя.

Биморфные элементы, состоящие из двух пьезоэлементов, были названы симметричными. Речь здесь идет о симметрии расположения пьезоэлементов относительно нейтральной плоскости при его изгибе. Биморфные элементы, состоящие из пьезоэлемента и металлической пластины, по этим же соображениям были названы асимметричными [4, 19].

Триморфные элементы — это элементы, состоящие из двух пьезоэлементов и металлической пластины.

Следует отметить, что соединение двух пьезоэлементов или пьезоэлемента и металлической пластины в одну конструкцию приводит к существенному изменению характеристик преобразователя. Например, пьезоэлемент диаметром 30 и толщиной 0,3 мм из пьезокерамики ЦТС — 19 имеет минимальную резонансную частоту ~ 70 кГц (радиальные колебания), чувствительность его к звуковому полю на частоте 100 Гц составляет ~ 1мВ/Па. Соединение двух таких пьезоэлементов в симметричный биморф приводит к появлению резонансных частот ~ 2,5 и 3,45 кГц (изгибные колебания), а чувствительность его при тех же условиях возрастает до 20—30 мВ/Па. Не в два, а в 20-30 раз! А соединение пьезоэлектрической и металлической (аморфной) пластин в асимметричный биморф в то же время приводит к увеличению чувствительности в 10—20 раз [25].

Пьезоэлементы в симметричном и пьезоэлемент и металлическая пластина в асимметричном БПЭ соединяются между собой обычно с помощью эпоксидного компаунда или легкоплавкого сплава или припоя. Технология склейки описана в [25].

Возникновение изгибных колебаний в БПЭ обусловлено анизотропией механических свойств пьезоэлемента, металлической пластины и клеевого соединения.

Для БПЭ в виде дисков существует, по крайней мере, два основных резонанса изгибных колебаний (рис. 9.13). В первом случае БПЭ закреплен по образующей (рис. 9.13, *а*). Это самая низкая резонансная частота для БПЭ данного размера. Во втором случае (рис. 9.13, *б*) БПЭ расположен свободно. В этом случае основная резонансная частота примерно в 1,4 раза выше, чем для первого случая.



а) б)

Рис. 9.13. Колебания биморфных элементов: а — жесткое закрепление по образующей; б — свободное расположение

Симметричные биморфные пьезоэлементы

Известны две схемы соединения пьезоэлементов: последовательная и параллельная (рис. 9.14, *а, б* соответственно) [19].

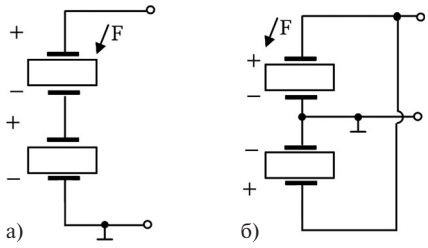


Рис. 9.14. Схемы соединения пьезоэлементов в симметричном биморфном преобразователе: а — последовательная; б — параллельная

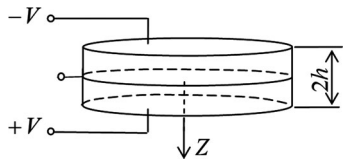


Рис. 9.15. Симметричный биморфный преобразователь с пьезоэлементами одинаковой толщины

Традиционно эти преобразователи изготавливаются из пластин одинаковых размеров и, что очень важно, одинаковой толщины (рис. 9.15). Это обеспечивает максимальную чувствительность. Следует, однако, отметить, что при одинаковых размерах пьезоэлементов чувствительность преобразователя по параллельной схеме и его собственное сопротивление в четыре раза меньше соответствующих характеристик преобразователя по последовательной схеме.

Количественной мерой эффективности деформаций в электрическое напряжение для однородных деформаций являются статические коэффициенты электромеханической связи (КЭМС). В электрическом поле в однослойной пластине с толщинной поляризацией возникает однородная планарная деформация. Статический КЭМС K_p для такого типа деформации является табличной величиной, которая имеет различные значения для различных составов пьезокерамики [19].

Для рассмотрения эффективности электромеханического преобразования энергии при колебательных деформациях вводится динамический (эффективный) КЭМС, который для однородной деформации находится по простым формулам [24]. Для неоднородной деформации нахождение эффективного КЭМС базируется на решении краевой задачи электроупругости и на энергетической теории [23, 24].

Асимметричные биморфные пьезоэлементы

Асимметричные биморфные преобразователи отличаются большей механической прочностью и состоят из металлической пластины с приклеенным к ней поляризованным по толщине плоским пьезоэлементом (рис. 9.16).

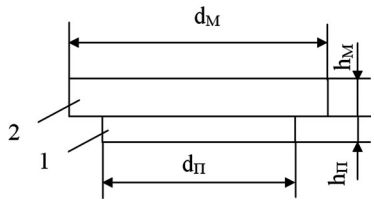


Рис. 9.16. Асимметричный биморфный пьезоэлемент: *1* — пьезоэлемент; *2* — металлическая пластина

Одной из основных характеристик преобразователей, работающих в режиме приема, является чувствительность холостого хода.

Решение задачи колебаний для симметричного и асимметричного БПЭ можно найти, например, в [19], откуда следует несколько практических выводов.

1. Чувствительность (как в режиме приема, так и излучения) обратно пропорциональна толщине пьезоэлемента. Однако уменьшение толщины пьезоэлемента ограничивается его механической прочностью и возможностями технологии.

В настоящее время толщина дисковых пьезоэлементов для БПЭ составляет 0,15—3,0 мм и более.

2. Чувствительность БПЭ зависит также от соотношения толщин пьезоэлемента h_p и металлической пластины $h_м$.

3. При увеличении диаметра пьезоэлемента сначала чувствительность увеличивается. При дальнейшем увеличении диаметра пьезоэлемента жесткость БПЭ возрастает настолько, что чувствительность начинает уменьшаться. Поэтому обычно диаметр пьезоэлемента выбирают равным примерно 0,5—0,7 от диаметра металлической пластины [19, 24].

Триморфные пьезоэлементы

Возможны несколько вариантов выполнения триморфных элементов (рис. 9.17).

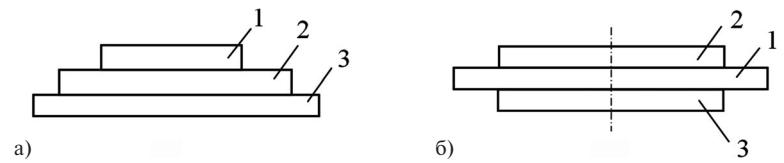


Рис. 9.17. Триморфные пьезоэлементы: а — асимметричный; б — симметричный; *1*, *2* — пьезоэлементы; *3* —металлическая пластина

Следует отметить, что кроме увеличения жесткости колебательной системы и связанного с этим снижения чувствительности и увеличения чувствительности при подключении второго пьезоэлемента для биморфных и триморфных элементов важную роль играет расположение нейтральной плоскости. Это может привести к частичной или даже полной компенсации зарядов на одном из пьезоэлементов и, следовательно, к существенной потере чувствительности. Идеальным случаем является расположение этой плоскости между основным и дополнительным пьезоэлементом, что для асимметричного триморфного элемента достичь весьма затруднительно.

Этим требованиям вполне удовлетворяет конструкция симметричного (относительно нейтральной плоскости) триморфного пьезоэлемента (рис. 9.17, *б*).

Контроль биморфных пьезоэлементов

Опыт серийного производства биморфных пьезоэлементов показывает, что при их изготовлении возможны следующие дефекты [19]:

1) отсутствие пьезоэффекта в материале пьезоэлемента;

2) короткое замыкание между электродами пьезоэлемента. Такое замыкание возникает за счет металлических проводников различного происхождения по наружной поверхности пьезоэлемента, а также при пробое пьезоэлемента при его поляризации;

3) отсутствие электрического контакта между металлической мембраной и прилежащим к ней электродом пьезоэлемента или в цепи, идущей от пьезоэлемента к усилителю;

4) недостаточная механическая прочность клеевого соединения пьезоэлемента и металлической мембраны.

Дефекты, указанные в п.п. 1—3, приводят к снижению практически до нуля чувствительности преобразователя. Однако «нулевая» чувствительность возникает также и при выходе из строя транзистора, ошибках в монтаже предусилителя (короткое замыкание между сигнальным проводом и экраном кабеля преобразователя, ошибочное подключение пьезоэлемента к общему проводу усилителя).

Схемы для контроля пьезоэлементов описаны в [21].

9.10. Резонансные пьезодатчики

Эти датчики используются для измерения как механических величин (усилий, давления, в том числе, статического, линейных и вибрационных ускорений), так и электрических, магнитных величин, температуры, вязкости, влажности, перемещений и других величин. Кроме того, резонансные преобразователи используются в пьезоэлектрических двигателях, гироскопах, устройствах автоматики, связи, вычислительной техники, сканерах для наномикроскопов и др. [19, 21].

В основе этих датчиков лежат эффекты изменения их добротности в функции механического воздействия или коэффициента передачи системы излучающий — приемный резонатор в функции давления газа в промежутке между резонаторами.

Создание и совершенствование этих преобразователей связывают с именами Р.Г. Джагупова, Э.А. Кудряшова, В.В. Малова, М.Г. Минаева, И.Е. Сырмолотнова, В.Ю. Снитко, А.И. Трофимова, В.М. Шарапова и др.

Резонансные пьезоэлектрические датчики изготовляют из монокристаллических материалов (кварц, ниобат лития и др.) или из пьезокерамики. Датчики из монокристаллических материалов отличаются высокой точностью и стабильностью, но сложны и дороги, что существенно сужает область их применения. Этим преобразователям посвящена монография В.В. Малова [12].

Пьезокерамические датчики обладают меньшей точностью и стабильностью, но имеют более простую конструкцию, меньшую цену, что в ряде случаев является решающим фактором.

Пьезорезонансные преобразователи (ПРД) могут быть классифицированы по природе преобразуемого датчиком воздействия (механическое, тепловое, электромагнитное и т.д.). Еще одна классификация — по типу основного эффекта (механизма), ответственного за преобразование приведена в [12].

В классификацию следует включить также обширный класс резонансных датчиков, основным элементом которых являются биморфные пьезоэлементы. Работа этих преобразователей и их применение описаны в фундаментальной монографии Р.Г. Джагупова и А.А. Ерофеева [3].

Приведенная классификация [12] не является исчерпывающей. Группа ПРД, названная в данной классификации «акустическими», является частным случаем ПРД, в которых на колеблющийся пьезоэлемент воздействует проме-

жуточное твердое тело. Выходной сигнал таких ПРД зависит от контактных явлений между пьезоэлементом и деталями, передающими на него механическое воздействие. Поэтому более точным для таких ПРП является название «контактные ПРД». Этим преобразователям посвящен ряд книг А.И. Трофимова (например, [15]), а также значительное количество работ И.Г. Минаева и В.М. Шарапова [19, 20].

Кварцевые пьезодатчики. В зависимости от выбранного среза кварца могут быть изготовлены датчики статических усилий, давлений, ускорений, температуры, влажности и т.д. [12].

Конструкции кварцевых резонансных датчиков различных физических величин описаны в [16].

ПАВ датчики. Поверхностные акустические волны (ПАВ) находят широкое применение при разработке фильтров и линий задержек, применяемых в радиотехнических устройствах. ПАВ используются также при разработке датчиков [12].

Для возбуждения ПАВ на поверхность пьезоэемента наносятся гребенки встречно включенных электродов (рис. 9.18, *б*), представляющие собой встречно-штыревой преобразователь (ВШП), имеющий шаг $l_0 = \lambda$. При подключении напряжения к электродам ВШП под ними вследствие обратного пьезоэффекта происходят смещения частиц и возникает ПАВ, распространяющаяся в обе стороны. Если при этом длина волны совпадает с шагом ВШП, то вследствие суперпозиции колебаний, возникающих под каждой парой электродов, суммарная энергия ПАВ достигает максимума. Если длина волны не совпадает с шагом ВШП, энергия ПАВ уменьшается, и при определенном соотношении между λ и l_0, волна за пределами ВШП может полностью погаситься.

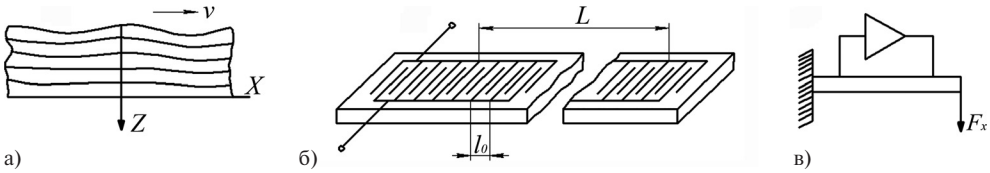


Рис. 9.18. Датчик на поверхностных акустических волнах

Для приема энергии ПАВ используется второй ВШП, также имеющий шаг, равный длине волны. На электродах приемного ВШП вследствие прямого пьезоэффекта возникают заряды и появляется напряжение. Линия задержки состоит из входного и выходного ВШП. В первом приближении оба ВШП можно рассматривать как локальные электроды, расположенные на расстоянии L, равном расстоянию между геометрическими центрами ВШП. Время задержки τ равно времени прохождения акустической волны между ВШП. т.е. $\tau = L / C$, где $C = \sqrt{E_{ij} / \rho}$ — скорость распространения ПАВ; E_{ij} — константа упругости ρ — плотность материала.

В кварце *Y*-среза скорость распространения ПАВ равна С = 3159 м/с. Таким образом, при L = 10 мм время задержки составляет около 3 мкс. Длина волны λ определяется скоростью распространения υ и частотой возбуждения волн и составляет $\lambda = C / f$. Современная технология обеспечивает возможно-

сти создания ВШП с шагом до l_0 = 10 мкм; таким образом, рабочие частоты ПАВ могут лежать в диапазоне до 300 МГц [12].

Резонансные контактные преобразователи

Выходные характеристики контактных пьезокерамических преобразователей в значительной степени определяются способом приложения измеряемого усилия к колеблющемуся пьезоэлементу. Пьезоэлемент может быть выполнен практически любой конфигурации, однако в преобразователях чаще всего применяются пьезоэлементы дисковой формы. Пьезоэлемент в этом случае возбуждается либо на радиальной моде колебаний, либо по толщине. Для построения преобразователей используют как пьезорезонаторы, так и пьезотрансформаторы.

Измеряемое усилие может прикладываться как к плоским граням пьезоэлемента, так и к цилиндрической поверхности. Максимальную чувствительность имеют преобразователи, в которых измеряемое усилие приложено к цилиндрической поверхности пьезоэлемента, колеблющегося на резонансной частоте радиальной моды колебаний [19].

Измеряемое усилие воспринимают отдельные участки поверхности пьезоэлемента, образующие фактическую площадь контакта. Управление характеристиками контакта (контактной жесткостью и фактической площадью контакта) дает возможность управлять характеристиками датчика.

Пьезодатчик является электромеханической колебательной системой, обладающей сравнительно высокой добротностью, поэтому его с достаточной точностью можно рассматривать как колебательную систему с сосредоточенными параметрами [19]. Этот прием широко распространен в тех случаях, когда, оставляя вне рассмотрения внутренние связи, определяют влияние внешних воздействий на параметры колебательной системы.

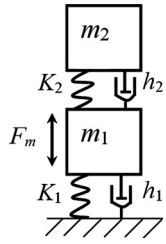


Рис. 9.19. Механическая модель резонансного контактного преобразователя

Механическая модель пьезодатчика с сосредоточенными постоянными изображена на рис. 9.19. Пьезоэлементу здесь соответствует масса m_1, упругость k_1 и элемент трения h_1, соединенные узлом. Такое соединение механических элементов, как известно, соответствует последовательному электрическому контуру, что полностью справедливо для пьезоэлектрического резонатора и лишь в первом приближении для пьезотрансформатора, так как в последнем случае не учитывается его коэффициент трансформации.

Пьезоэлемент колеблется под действием возбуждающей гармонической силы $F_m \cdot \sin \omega t$, пропорциональной напряжению возбуждения. Измеряемое усилие представлено действием силы веса массы m_2 твердого тела, взаимодействующего с пьезоэлементом через посредство невесомой упругой связи с коэффициентом жесткости k_2, отражающим упругие свойства контакта между указанным телом и пьезоэлементом. Потери в контакте представлены коэффициентом вязкого трения h_2. Зависимость контактной жесткости от усилия нелинейная, однако при изменении нагрузки в небольшой окрестности какого-либо ее фиксированного значения можно считать коэффициент кон-

тактной жесткости величиной постоянной. Это предположение подтверждается тем, что амплитудно-частотная характеристика пьезодатчика имеет вид, характерный для систем с линейной восстанавливающей силой (рис. 9.20). Полагаем также, что через силы трения связь не осуществляется.

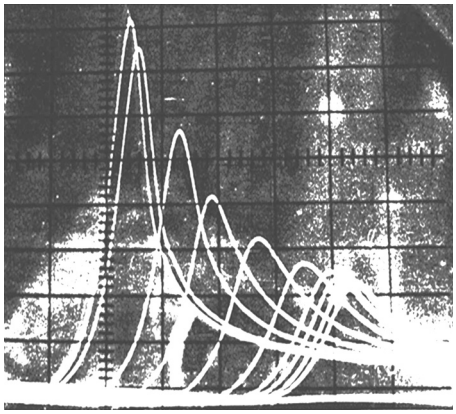


Рис. 9.20. Амплитудно-частотные характеристики резонансного датчика ∅ 30 × 10 мм при изменении усилия от 0 до 5 кГс

Нетрудно показать, что амплитуда резонансных колебаний пьезоэлемента, а следовательно, однозначно с нею связанное выходное напряжение пьезоэлемента при указанных выше допущениях обратно пропорционально контактной жесткости.

Описания этого типа датчиков можно найти в [19].

Из результатов рассмотрения механической и электрической моделей резонансного компактного пьезодатчика следуют также два весьма ценных для практики вывода. С помощью этих датчиков можно измерять две важнейших характеристики механического контакта — контактную жесткость и фактическую площадь контакта [19].

Преобразователи с ультразвуковыми концентраторами

Ультразвуковые концентраторы (УК) — устройства для увеличения интенсивности ультразвука, т.е. амплитуды колебательного смещения частиц.

Ультразвуковой концентратор представляет собой механический трансформатор колебаний. Это означает, что амплитуда смещений на выходной стороне концентратора в K раз больше, чем на входной, где K — коэффициент передачи концентратора.

Известны два типа концентраторов, принцип действия которых различен: фокусирующие, или высокочастотные и стержневые, или низкочастотные.

Эффект увеличения чувствительности резонансных пьезокерамических датчиков механических величин при использовании УК впервые обнаружен и частично изучен И.Г. Минаевым и В.М. Шараповым в 1976 г. Некоторые применения УК в преобразователях описаны в работах А.И. Трофимова [15] и В.М. Шарапова [19, 20].

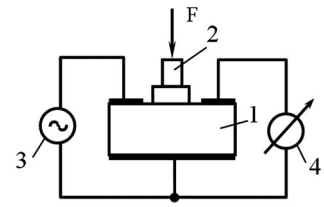


Рис. 9.21. Резонансный пьезопреобразователь с ультразвуковым концентратором: *1* — пьезотрансформатор; *2* — концентратор; *3* — генератор; *4* — измерительное устройство

Простейший преобразователь с УК показан на рис. 9.21. Здесь на поверхности пьезотрансформатора *1* установлен ступенчатый концентратор *2*. Пьезотрансформатор подключен к генератору *3* электрических колебаний и измерительному устройству *4*. На рис. 9.22 показана зави-

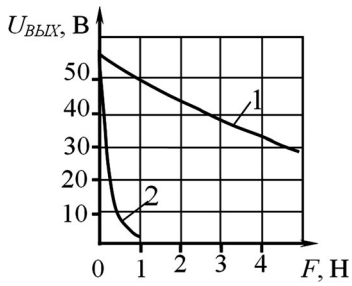


Рис. 9.22. Статические характеристики пьезопреобразователя: *1* — без концентратора; *2* — с концентратором

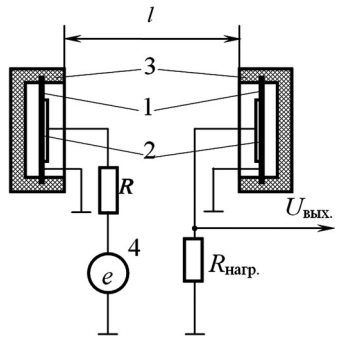


Рис. 9.23. Схема включения преобразователя давления газа на акустически связанных резонаторах: *1* — металлическая пластина; *2* — пьезоэлемент; *3* — корпус; *4* — генератор

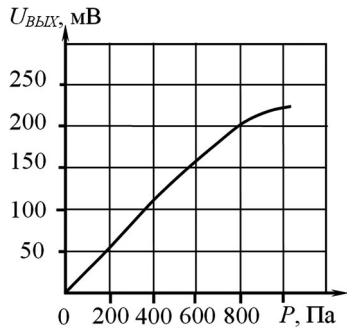


Рис. 9.24. Рабочая характеристика преобразователя давления газа на акустически связанных резонаторах

симость выходного напряжения пьезотрансформатора от усилия для преобразователя без концентратора (кривая 1) и для преобразователя по рис. 9.21 (кривая 2). Как видно из рис. 9.22, применение концентратора позволило на порядок увеличить чувствительность датчика.

Преобразователи на акустически связанных резонаторах

В преобразователях на акустически связанных резонаторах [12] используются колебательные системы из двух резонаторов или пьезотрансформаторов, акустическая связь между которыми осуществляется через газовый промежуток. Подобный преобразователь может рассматриваться как трансформатор, в котором коэффициент трансформации зависит от значения акустической связи. Последняя при заданных геометрии излучателя и приемника и виде их колебаний определяется расстоянием между ними и акустическим сопротивлением газа Z_c. Это сопротивление состоит из активной составляющей R_a, характеризующей потери акустической энергии резонатора на излучении в среду, и реактивной X_a, которая определяется диссипацией энергии в среде за счет вязкого трения.

Для бинарных газовых смесей при P = = const на этом принципе могут быть построены газоанализаторы.

Излучатель и приемник могут выполняться как монолитными (кристаллы, пьезокерамика), так и составными. Вариант выполнения датчика и зависимость выходного напряжения от давления показаны на рис. 9.23 и 9.24 [12]. Каждый из биморфных резонаторов содержит металлическую пластину *1* и пьезоэлемент *2* из ниобата лития. Зависимость выходного напряжения такого преобразователя от давления линейна в большом диапазоне, начиная от вакуума (10 Па) до десятков кПа.

Недостатком этого датчика является то, что он может работать только в чистой, стабильной по составу атмосфере.

В датчике, описанном в [19], для повышения чувствительности используется один излучающий резонатор *2* и два приемных *1*, *3*, соединенных последовательно. Электрическое напряжение генератора *4* возбуждает колебания в резонаторе *2*, которые передаются через газ к резонаторам *1* и *3* и вызывают в них колебания на частоте возбуждения. В результате колебаний последних возникают связанные с величиной давления газа электрические сигналы, которые поступают на индикатор давления в одной фазе и частоте.

9.11. Датчики на основе доменно-диссипативных пьезотрансформаторов

Как отмечалось в разд. 9.7, доменно-диссипативными называют пьезодатчики, у которых вектор поляризации расположен под углом α ($0 < \alpha < 90°$) к вектору электрического поля выходного сигнала [19]. Применение доменно-диссипативных датчиков позволяет расширить рабочий частотный диапазон. Не менее интересные результаты могут быть получены для биморфных пьезотрансформаторов, а также датчиков на их основе [21].

Повышение чувствительности пьезоэлектрических датчиков

Повышение чувствительности пьезоэлектрических датчиков, в частности, биморфных, в ряде случаев является актуальным, так как позволяет увеличить дальность обнаружения подводных и надводных объектов, увеличить диапазон измерения пьезоэлектрических дальномеров и т.д.

Обычно для повышения чувствительности датчиков применяется пьезокерамика с большим пьезомодулем. Кроме того, повышения чувствительности биморфных пьезодатчиков можно добиться оптимизацией размеров (толщин, диаметров) пьезоэлементов и металлических пластин, однако это, по существу, связано с заменой одного пьезоэлемента на другой — с другими размерами, из другой пьезокерамики, а также с заменой одной металлической пластины на другую — из другого материала с другими физико-механическими характеристиками и т.д.

В данном разделе рассмотрим возможность повышения чувствительности датчика путем изменения схемы подключения датчика.

Для реализации этой цели используем простые и вполне очевидные закономерности.

Как известно, чувствительность любого датчика может быть определена по формуле:

$$S = \frac{dy}{dx}, \tag{9.15}$$

где x — входная величина; y — выходная величина.

Для пьезоэлектрических датчиков чувствительность по заряду можно определить по формуле:

$$S_Q = \frac{dQ}{dP_{зв}}, \tag{9.16}$$

где Q — заряд, образующийся на электродах пьезоэлелемента; $P_{зв}$ — звуковое давление.

Чувствительность по напряжению:

$$S_u = \frac{dU}{dP_{зв}}, \tag{9.17}$$

где U — напряжение на пьезоэлементе.

Заряд на пьезоэлементе можно определить по формуле:

$$Q = d_{ij} F = d_{ij} \cdot P_{зв} S, \tag{9.18}$$

где d_{ij} _ пьезомодуль; F — сила, действующая на пьезоэлемент; S — площадь пьезоэлемента, на которую воздействует давление $P_{зв.}$

Следует отметить, что величина заряда на электродах при прочих равных условиях пропорциональна площади этих электродов. При неравенстве площадей электродов на поверхности пьезоэлемента в расчет принимается меньшая площадь.

Емкость пьезоэлемента пропорциональна площади $S_{эл}$ электродов и определяется по известной формуле:

$$C_{пэ} = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_r S_{эл}}{\delta}, \tag{9.19}$$

где ε_0 — диэлектрическая проницаемость вакуума; $\varepsilon_0 = 8{,}85 \cdot 10^{-12}$, Ф/м; ε_r — относительная диэлектрическая проницаемость; δ — расстояние между электродами.

Напряжение на пьезоэлементе

$$U_{пэ} = \frac{Q}{C_{пэ}}. \tag{9.20}$$

Отсюда следует, что, так как и заряд, и емкость пьезоэлемента пропорциональны площади электродов, то напряжение на пьезоэлементе от площади электродов не зависит.

Рассмотрим теперь конструкцию дискового пьезоэлемента, у которого электроды разделены на две части (рис. 9.25).

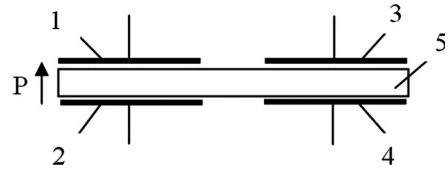


Рис. 9.25. Пьезоэлемент с разделенными электродами: *1—4* — электроды; *5* — пьезоэлемент

В этом случае электрод на каждой торцевой поверхности пьезоэлемента разделен на две равные части (*1-3* и *2-4*). Емкости между частями электродов *1-2* и *3-4* равны, т.е. $C_{1\text{-}2} = C_{3\text{-}4}$.

Увеличить напряжение на пьезоэлементе (а следовательно, увеличить чувствительность по напряжению) можно, если уменьшить емкость между электродами пьезоэлемента.

Это требование для конструкции датчика, изображенного на рис. 9.25, можно реализовать, если в качестве сигнальных (выходных) электродов использовать электроды 1-4 или 2-3.

Результаты измерений емкости и выходного напряжения на частоте 200 Гц и звуковом давлении 114дБ (10Па) для биморфного пьезоэлемента, изготовленного из пьезоэлемента из пьезокерамики ЦТС-19 диаметром 30 и толщиной 0,8 мм и металлической пластины диаметром 36 мм из полутвердой латуни Л63, приведены в табл. 9.4.

Как следует из табл. 9.5, чувствительность (по напряжению) в данном случае повышена более чем в 10 раз.

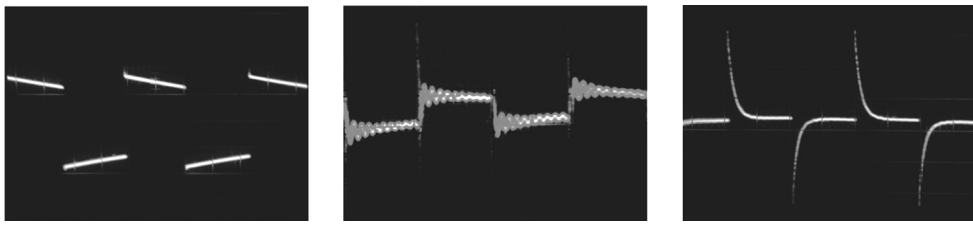
Таблица 9.4

Пьезоэлемент	Емкость между электродами, нФ			
	1-2	3-4	1-4	2-3
∅30 × 0,8 мм	4, 2	4, 2	0,392	0,393

Таблица 9.5

Пьезоэлемент	Напряжение на электродах, мВ			
	1-2	3-4	1-4	2-3
∅30 × 0,8 мм	22	22	235	233

Любопытно отметить, что, казалось бы, простейшее изменение схемы подключения электродов пьезоэлемента приводит также к существенному изменению динамических характеристик датчика. Так, на рис. 9.26 показаны переходные характеристики датчиков при воздействии на них электрического напряжения в форме меандра (рис. 9.26, *а*). Для традиционного датчика переходный процесс соответствует колебательному звену (рис. 9.26, *б*), а для предлагаемой схемы датчик обладает свойствами дифференцирующего звена [28].



а) б) в)

Рис. 9.26. Переходные характеристики пьезодатчиков при воздействии на них электрического напряжения в форме меандра (а); традиционная схема (б) и схема доменно-диссипативного датчика (в)

Датчики на основе доменно-диссипативных пьезотрансформаторов

На основе доменно-диссипативных пьезотрансформаторов могут быть построены датчики механических величин [25, 28]. Три варианта таких пьезодатчиков изображены на рис. 9.27 [21].

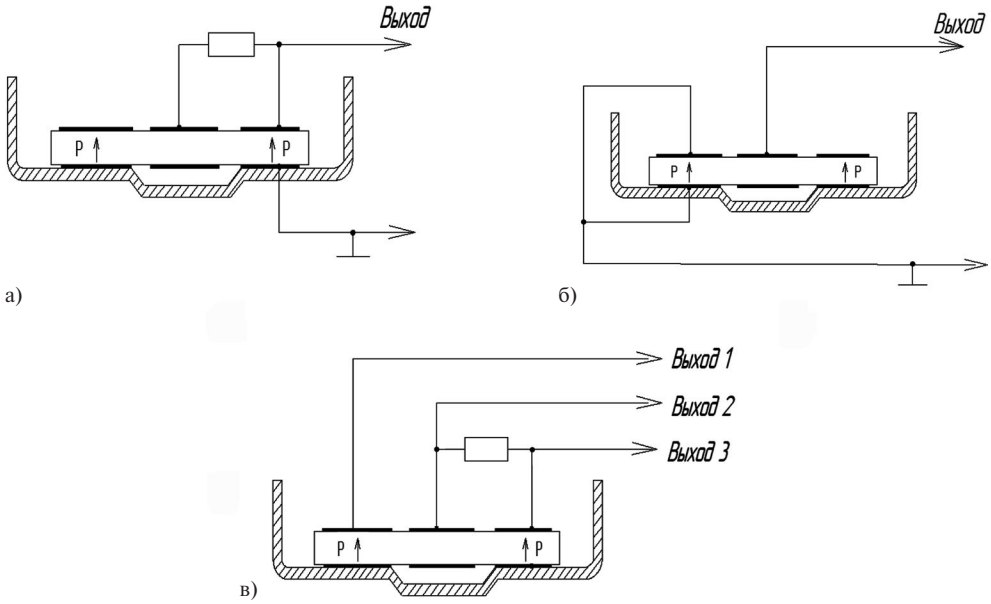


Рис. 9.27. Схемы доменно-диссипативных пьезодатчиков: а — с интегрированием сигнала; б — с дифференцированием сигнала; в — с тремя выходами

Следует также отметить, что доменно-диссипативные пьезотрансформаторы могут быть использованы для построения датчиков механических величин с пьезоэлементами в схемах электрических фильтров

Информацию о серийно выпускаемых пьезоэлектрических датчиках можно найти на сайтах разработчиков датчиков, предприятий-изготовителей и торговых организаций [25—36].

9.12. Электроакустические преобразователи

Электроакустические преобразователи (ЭАП) предназначены для преобразования электрического напряжения в акустический сигнал. ЭАП могут работать в газовой среде [19, 22], в воде (гидроакустические преобразователи, см. гл. 14), а также для использования акустического сигнала в твердой среде (преобразователи для неразрушающего контроля, см. гл. 15).

Электроакустические преобразователи (излучатели) работают, как правило, в комплекте с приемниками акустического сигнала (датчиками), в качестве которых могут использоваться те же излучатели, работающие в режиме датчика, или отдельный датчик.

ЭАП могут быть построены на различных физических принципах.

Известны механические, электродинамические, магнитострикционные, электростатические, пьезоэлектрические ЭАП [4, 5, 7, 14, 19]. В табл. 9.6 показаны характеристики измерителей расстояний с различными типами ЭАП ультразвукового диапазона [19].

Таблица 9.6. Технические характеристики измерителей расстояний

Тип электроакустического преобразователя (газовые среды)	Рабочий диапазон частот, кГц	Диапазон измеряемых расстояний, м
Электродинамические	5—15	до 30 (50)
Магнитострикционные — с трансформацией вида колебаний	16—30	до 70
Магнитострикционные — на продольных колебаниях	16—30	до 30
Электростатические	16—30	до 10
Пьезокерамические — с трансформацией вида колебаний	16—60	до 30
Пьезокерамические — на продольных колебаниях	20—60	до 30
Пьезокерамические — на изгибных колебаниях	40—60	до 70 (100)

В скобках указаны измеряемые расстояния при идеализированных условиях работы измерителей, например, при гладких отражающих поверхностях.

Из табл. 9.6 видно, что наибольший диапазон измеряемых расстояний имеют пьезокерамические преобразователи, работающие на изгибных колебаниях.

Применение изгибных колебаний в ЭАП является наиболее эффективным, поскольку акустический импеданс у преобразователей в этом случае значительно меньше, чем при других видах колебаний. Такие преобразователи отличаются сравнительно высоким коэффициентом электроакустической трансформации и позволяют получить сравнительно большие амплитуды смещений.

Изгибные колебания можно достаточно просто возбудить в асимметричных биморфных пьезокерамических преобразователях (см. разд. 9.9). Некоторые ЭАП (зуммеры, пьезозвонки) показаны на рис. 9.28.

ЭАП подключают к генератору электрических колебаний или включают в схему автогенератора. Они предназначены для использования в качестве телефонов, зуммеров, сирен, излучателей звука для измерителей расстояний и т.п.

Преобразователь ЗП-1 имеет два биморфных элемента, закрепленных между собой пайкой, и предназначен для повышения уровня звукового давления, а также используется в автогенераторных схемах.

Такая конструкция обладает невысоким для двух биморфных элементов уровнем создаваемого звукового давления.

В преобразователе ЗП-19 биморфный элемент жестко закреплен в пластмассовом корпусе, представляющем собой резонатор Гельмгольца. Эквивалентная

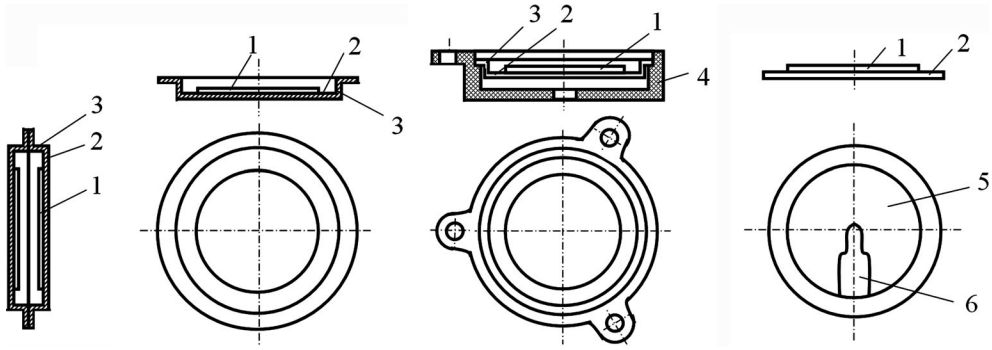


Рис. 9.28. Конструкция электроакустических преобразователей (зуммеров, пьезозвонков): а — ЗП-1; б — ЗП-2; в — ЗП-19; г — CB 35BBK (Taiyo Yuden Co, LTD); *1* — пьезоэлемент; *2* — мембрана; *3* — уступ; *4* — корпус; *5*, *6* — электроды

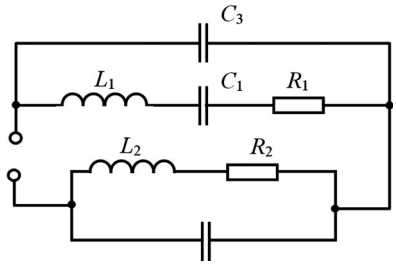


Рис. 9.29. Эквивалентная электрическая схема преобразователя ЗП-19

электрическая схема преобразователя, полученная методом электромеханических аналогий, показана на рис. 9.29.

Важными характеристиками ЭАП являются уровень создаваемого звукового давления, рабочая (резонансная) частота, полоса пропускания преобразователя, диаграмма направленности.

Методы повышения уровня звукового давления, снижения рабочей частоты, расширения полосы пропускания ЭАП описаны в [19, 22].

Литература

1. Глозман И.А. Пьезокерамика. — М.: Энергия, 1972 — 288 с.
2. Грибовский П.О. Керамические твердые схемы. — М.: Энергия, 1971. — 448 с.
3. Джагупов Р.Г., Ерофеев А.А. Пьезоэлектронные устройства вычислительной техники, систем контроля и управления. — Спб.: Политехника, 1994. — 608 с.
4. Домаркас В.И., Кажис Р.-Й.Ю. Контрольно-измерительные пьезоэлектрические преобразователи. — Вильнюс: Минтис, 1975. — 258 с.
5. Ермолов И.Н. Теория и практика ультразвукового контроля. — М.: Машиностроение, 1981. — 240 с.
6. Кварцевые резонаторы: Справочник / Под ред. П.Е. Кандыбы и П.Г. Позднякова. — М.: Радио и связь, 1989.
7. Королев М.В., Карнельсон А.Е. Широкополосные ультразвуковые пьезопреобразователи. — М.: Машиностроение, 1982. — 157 с.
8. Кэди У. Пьезоэлектричество и его практические применения. — М.: Изд. Иностр. лит., 1949.
9. Лавриненко В.В. Пьезоэлектрические трансформаторы. — М.: Энергия, 1975. — 112 с.

10. Магнитные и диэлектрические приборы/ Под. ред. Г. Катца. — М.: Энергия, 1964. — 416 с.
11. Макаров И.М., Менский Б.М. Линейные автоматические системы (элементы теории, методы расчета и справочный материал). — М.: Машиностроение, 1977. — 464 с.
12. Малов В.В. Пьезорезонансные датчики. — М.: Энергоатомиздат, 1989. — 272 с.
13. Островский Л.А. Основы общей теории электроизмерительных устройств. — М.-Л.: Энергия, 1965. — 532 с.
14. Пьезокерамические преобразователи: Справочник / Под ред. С.И. Пугачева. — Л.: Судостроение, 1984. — 256 с.
15. Трофимов А.И. Пьезоэлектрические преобразователи статических нагрузок. — М.: Машиностроение, 1977. — 64 с.
16. Фрайден Дж. Современные датчики: Справочник. — М.: Техносфера, 2005. — 592 с.
17. Харкевич А. А. Теория преобразователей. — М.; Л.: Госэнергоиздат, 1948. — 188 с.
18. Sharapov V. Piezoceramic sensors. — Springer Verlag, 2011. — 498 p.
19. Шарапов В.М., Мусиенко М.П., Шарапова Е.В. Пьезоэлектрические датчики. — Москва: Техносфера, 2006. — 632 с.
21. В.М. Шарапов, И.Г. Минаев, Ж.В. Сотула, К.В. Базило, Л.Г. Куницкая. Пьезокерамические трансформаторы и датчики / Под ред. В.М. Шарапова. — Черкассы: Вертикаль, 2010. — 278 с.
22. Шарапов В.М., Сотула Ж.В. Пьезокерамические электроакустические преобразователи. — Черкассы, 2012. — 280 с.
23. Шульга Н.А., Болкисев А.М. Колебания пьезоэлектрических тел. — Киев: Наукова думка, 1990. — 228 с.
24. Шульга Н.А., Шарапов В.М., Рудницкий С.И. Колебания дискового биморфного преобразователя типа металл—пьезокерамика // Прикладная механика. — Т. 26. — 1990. — № 10.
25. www.elpapiezo.ru.
26. www.avrora.vlink.ru.
27. www.kisler.com
28. www.bkvibro.com
29. www.eurosensor.gliwice.pl
30. www.morgantechnicalceramics.com
31. www.sktbelpa.ru
32. www.akhtuba.vistcom.ru
33. www.sensorica.ru
34. www.niifi.sura.ru
35. www.priboy.ru
36. www.pgpribor.ru

ГЛАВА 10

ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

10.1. Основные разновидности

В настоящей главе рассмотрены преобразователи физических величин, объединенные общим названием ***электромагнитные***, т.е. преборазователи, в основу принципа действия которых положены электромагнитные явления. Это:

1. Индуктивные и взаимоиндуктивные, принцип действия которых основан на использовании зависимости электрических параметров преобразователя от значений комплексного магнитного сопротивления магнитной цепи, которое, в свою очередь, является функцией длины воздушного зазора в магнитной цепи.
2. Индукционные, основанные на законе электромагнитной индукции.
3. Магнитоупругие и магнитоанизотропные, основанные на зависимости магнитных свойств ферромагнетика от деформации.
4. Гальваномагнитные, основанные на использовании гальваномагнитных эффектов Холла и Гаусса, а также магнитодиоды и магнитотранзисторы.

Классификация электромагнитных преобразователей приведена на рис. 10.1.



Рис. 10.1. Классификация электромагнитных преобразователей и датчиков магнитных полей

10.2. Индуктивные преобразователи

Индуктивные преобразователи — это преобразователи, в основу принципа действия которых заложена зависимость индуктивности (а следовательно и полного электрического сопротивления) намагничивающей обмотки от значения комплексного магнитного сопротивления магнитной цепи преобразователя, который, в свою очередь, является функцией длины воздушного промежутка в магнитной цепи преобразователя [3, 10].

Индуктивные преобразователи широко применяются для преобразования перемещений и других механических величин, которые предварительно преобразуются в перемещение. По конструктивному выполнению эти преобразователи очень разнообразны. Основными их разновидностями являются преобразователи с переменной длиной воздушного промежутка, преобразователи с сердечником (плунжером), преобразователи с зубчатым воздушным промежутком и преобразователи с распределенными параметрами.

Преобразователь с переменной длиной воздушного промежутка. Самой простой разновидностью индуктивного преобразователя такого типа является преобразователь малых перемещений (рис. 10.2). Этот преобразователь имеет высокую чувствительность к входной величине, незначительную чувствительность к действию внешних магнитных полей, сравнительно небольшую собственную емкость (необходимое значение индуктивности достигается, если количество витков сравнительно небольшое).

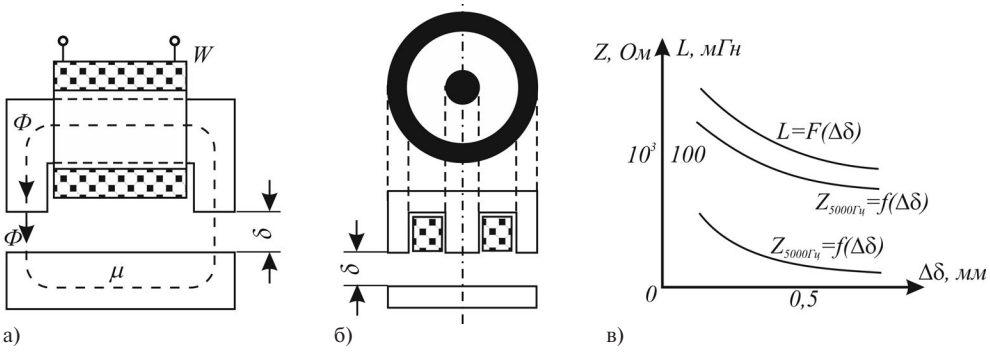


Рис. 10.2. Структура индуктивного преобразователя и его функция преобразования

Информативным выходным параметром индуктивного преобразователя является полное электрическое сопротивление Z намагничивающей цепи, или эквивалентная индуктивность этой цепи, значение которой является функцией комплексного магнитного сопротивления $Z_м$ магнитной цепи преобразователя. В качестве материалов магнитопроводов чаще всего используются электротехнические стали, пермаллои, а для частот свыше 1000 кГц — ферритовые сердечники.

При небольших относительных изменениях δ, учитывая, что магнитное сопротивление магнитопровода значительно меньше магнитного сопротивле-

ния воздушного промежутка, эквивалентная индуктивность намагничивающей обмотки

$$L_{экв} \approx \frac{w^2 \mu_0 S_M}{\delta}, \tag{10.1}$$

а полное электрическое сопротивление:

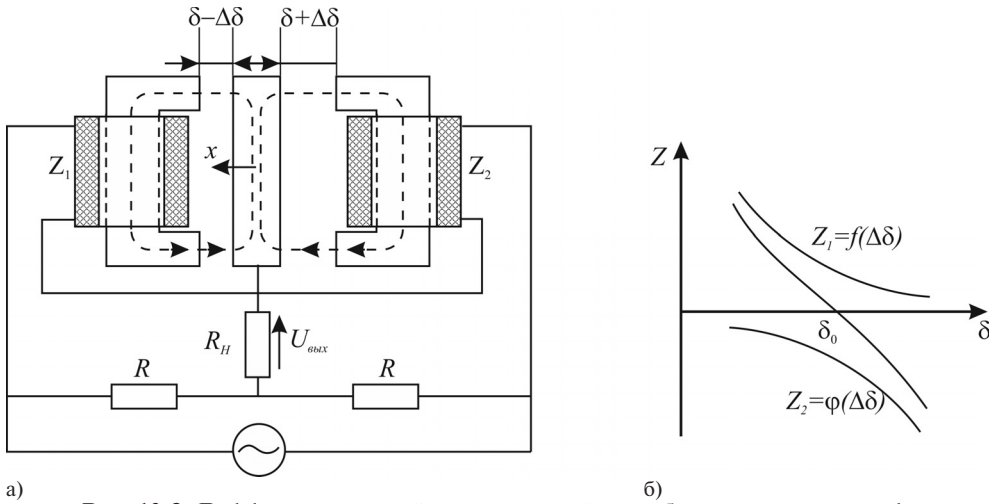
$$Z = R_{экв} + j\omega L_{экв}, \tag{10.2}$$

где $R_{экв}$ — эквивалентное активное сопротивление намагничивающей обмотки.

Следовательно, функция преобразования индуктивного преобразователя с переменной длиной воздушного промежутка $Z = f(\Delta\delta)$ или $L_{экв} = F(\Delta\delta)$ нелинейная. Характер изменения $Z = f(\Delta\delta)$ зависит от частоты намагничивающего тока. При низких частотах, когда индуктивное сопротивление $\omega L_{экв}$ становится близким или даже меньшим по сравнению с активным сопротивлением $R_{экв}$ обмотки, относительное изменение полного электрического сопротивления при прочих равных условиях уменьшается (рис. 10.2, *в*).

Индуктивный преобразователь с переменной длиной воздушного промежутка можно считать практически линейным преобразователем лишь при малых относительных изменениях длины этого промежутка $\Delta\delta/\delta$. В реальных конструкциях таких преобразователей при $\Delta\delta/\delta = 0{,}1...0{,}15$ относительное изменение индуктивности не превышает 0,05...0,1 при нелинейности функции преобразования 1...3%. Поэтому такие преобразователи применяют для преобразования малых перемещений (0,01...10) мм.

Значительного улучшения линейности с одновременным увеличением чувствительности можно достичь, создавая дифференциальные преобразователи. Дифференциальный индуктивный преобразователь (рис. 10.3, *а*) имеет два идентичных преобразовательных элемента, конструктивно объединенных таким образом, что при перемещении подвижного сердечника воздушный промежуток между сердечником и полюсами одного из преобразовательных элементов увеличивается, а между сердечником и полюсами другого преобразовательного элемента на-



а) б)

Рис. 10.3. Дифференциальный индуктивный преобразователь и его функция преобразования

столько же уменьшается. Дифференциальное включение элементов такого преобразователя дает возможность значительно расширить линейный участок функции преобразования и увеличить чувствительность (рис. 10.3, *б*). Относительное изменение δ дифференциальных преобразователей, в пределах которого нелинейность функции преобразования не превышает 1%, достигает 0,3...0,4. Поэтому на практике обычно применяются дифференциальные преобразователи.

Преобразователи плунжерного типа. Индуктивные преобразователи этого типа с разомкнутой магнитной цепью (рис. 10.4, *а*) применяют для преобразования перемещений от 10 до 100 мм. В основу принципа действия таких преобразователей положено изменение магнитного сопротивления цепи магнитного потока, создаваемого намагничивающими обмотками во время перемещения плунжера (сердечника). Индуктивный преобразователь этого типа состоит из неподвижной катушки 1 и ферромагнитного стержня (плунжера) 2. Индуктивность катушки является функцией глубины перемещения плунжера внутрь катушки. Точное выражение функции преобразования такого преобразователя получить трудно. Однако, пренебрегая неравномерностью распределения поля внутри катушки ограниченной длины, можно получить приближенную зависимость изменения индуктивности в функции перемещения на основе таких рассуждений: индуктивность катушки без сердечника с w витками радиусом R и длиной l стабильна, а индуктивность при наличии ферромагнитного плунжера (сердечника) диаметром $2R_{CT}$, который находится внутри катушки на длине δ, растет в результате увеличения общего магнитного потока и будет равняться

$$L = \mu_0 \frac{2\pi R^2 w^2}{l}; \tag{10.3}$$

$$L \approx \mu_0 \left[\frac{2\pi R^2 w^2}{l} + (\mu_{еф} - 1) \frac{2\pi R_{CT}^2 w^2}{l} \frac{\delta}{l} \right], \tag{10.4}$$

где $\mu_{еф} = \dfrac{\mu_0 \mu_ф}{\mu_0 - \dfrac{l_П}{l_{СУМ}} \mu_ф}$ — эквивалентная магнитная проницаемость магнитной цепи (здесь μ_0 и $\mu_ф$ магнитные проницаемости воздуха и ферромагнетика, $l_{сум}$ и $l_П$ — соответственно суммарная длина магнитопровода и ее часть через воздух).

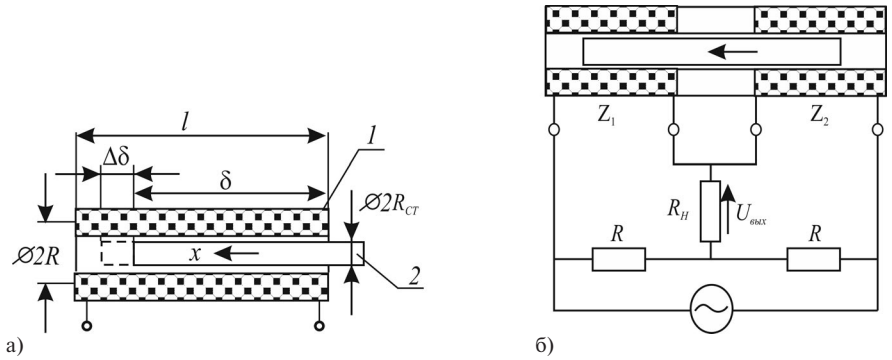


Рис. 10.4. Индуктивные преобразователи плунжерного типа

Преобразователи этого типа в связи с тем, что магнитный поток замыкается в основном через воздух, имеют значительно меньшую чувствительность, чем преобразователи с переменным воздушным промежутком. Кроме того, они чувствительны к влиянию внешнего магнитного поля и нуждаются в экранировании. Эти недостатки можно устранить, если катушки разместить на ферромагнитном сердечнике.

Измерительные цепи. Самыми распространенными измерительными цепями индуктивных преобразователей являются мостовые цепи, где два плеча моста составляют полные сопротивления секций дифференциального преобразователя $Z_1 = R_{екв} + j\omega L_1$ и $Z_2 = R_{екв} + j\omega L_2$, а два другие плеча моста — активные сопротивления $R_3 = R_4 = R$ (рис. 10.4, *б*).

Такие мосты обычно спроектированы так, что при отсутствии входного воздействия (значение измеряемого перемещения равняется нулю) якорь дифференциального преобразователя находится в среднем положении, а исходное напряжение моста $U_{ВЫХ} = 0$. При этом $Z_1 = Z_2 = Z_0$. При перемещении якоря в результате появления входного действия сопротивления секций будут равняться соответственно $Z_1 = Z_0 + \Delta Z_1$ и $Z_2 = Z_0 - \Delta Z_2$. Изменения сопротивлений $\Delta Z_1 = jw\Delta L_1$ и $\Delta Z = jw\Delta L_2$ в общем случае немного отличаются от нелинейности функции преобразования. Однако, если перемещения якоря относительно среднего положения малые, с достаточной для практики точностью эти изменения можно считать одинаковыми, то есть $\Delta Z_1 = \Delta Z_2 = \Delta Z$.

Эти изменения сопротивлений секций дифференциального преобразователя обычно небольшие, и можно считать, что напряжение в измерительной диагонали моста изменяется пропорционально $\Delta Z/Z$ и составляет

$$U_{ВЫХ} = \frac{2URZ_0R_H}{(R+Z_0)[2Z_0R + R_H(R+Z_0)]}\Delta Z / Z, \qquad (10.5)$$

а в режиме холостого хода, когда $R_H \to \infty$

$$U_{ВЫХ} = \frac{2URZ_0}{(R+Z_0)^2}\Delta Z / Z. \qquad (10.6)$$

10.3. Взаимоиндуктивные преобразователи

Взаимоиндуктивными (трансформаторными) называют электромагнитные преобразователи, которые имеют первичную намагничивающую обмотку и вторичную измерительную обмотку, взаимная индуктивность между которыми может изменяться под действием входной (измеряемой) величины. Известны два вида взаимоиндуктивных преобразователей: с переменным магнитным сопротивлением и неподвижной обмоткой и с неизменным магнитным сопротивлением и подвижной обмоткой.

В обычных (одинарных) взаимоиндуктивных преобразователях с переменным воздушным промежутком (рис. 10.5, *а*) ЭДС, которая наводится во вторичной обмотке

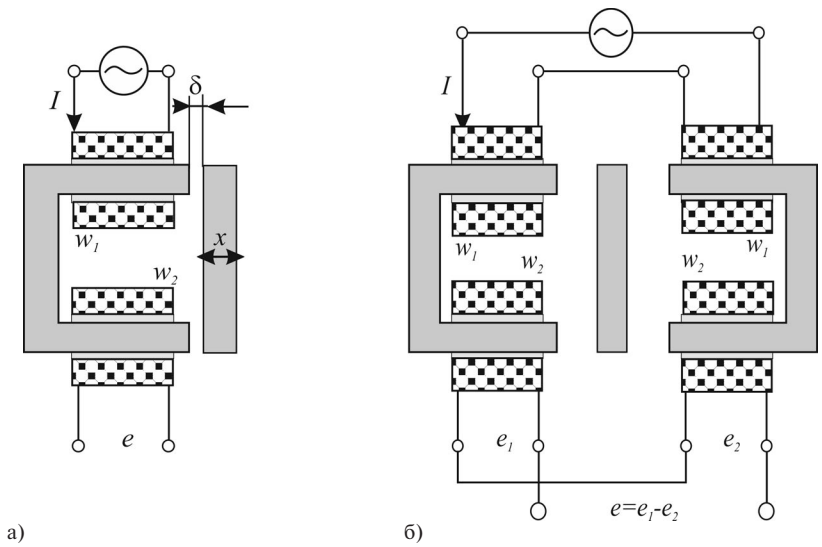


Рис. 10.5. Взаимоиндуктивные преобразователи с переменным воздушным зазором

$$|e| = \frac{d\psi}{dt} = w_2 \frac{d\Phi}{dt} = w_2 \frac{d}{dt}\frac{F_M}{Z_M} \approx \frac{\omega\, w_1 I\, w_2}{R_M + \dfrac{\delta}{\mu_0 S}}, \tag{10.7}$$

где w_1 и w_2 — количество витков намагничивающей и измерительной обмоток; I — намагничивающий ток; δ и S — длина и площадь воздушного промежутка.

Зависимость $e = f(d)$ таких взаимоиндуктивных преобразователей является нелинейной. Кроме того, на выходе измерительной обмотки действует ЭДС при отсутствии входного действия, значение которого отвечает начальному зазору. Поэтому взаимоиндуктивные преобразователи с переменным воздушным зазором выполняются в большинстве случаев дифференциальными, что дает возможность при отсутствии входного действия иметь нулевой исходный сигнал, увеличить чувствительность и линейность функции преобразования. Действительно, при встречном включении вторичных обмоток дифференциального преобразователя (рис. 10.5, *б*) результирующая ЭДС.

$$\begin{aligned} e = e_1 - e_2 &= \omega w_1 w_2 I \left(\frac{1}{Z_{M1}} - \frac{1}{Z_{M2}} \right) = \\ &= \omega w_1 w_2 I \left(\frac{1}{R_M + \dfrac{\delta_0 - \Delta\delta}{\mu_0 S}} - \frac{1}{R_M + \dfrac{\delta_0 + \Delta\delta}{\mu_0 S}} \right) \approx \frac{2\omega w_1 w_2 I \Delta\delta}{\mu_0 S (R_M + R_\delta)^2}. \end{aligned} \tag{10.8}$$

Для обеспечения неизменности суммарного сопротивления цепи намагничивающих обмоток дифференциального преобразователя обмотки w_1 обоих преобразовательных элементов включены последовательно. Уменьшение со-

противления одной из обмоток, вызванное перемещением подвижной сердечника, компенсируется увеличением сопротивления второй обмотки.

Для преобразования больших линейных перемещений (до 1 м и больше) применяют преобразователи с распределенными магнитными параметрами и подвижной рамкой (рис. 10.6). Преобразователь состоит из магнитопровода с рабочей частью в виде двух параллельных полос, намагничивающей обмотки w_1 и измерительной обмотки w_2. При перемещении обмотки w_2 из крайнего левого положения в крайнее правое индуктируемая в ней ЭДС уменьшается практически по линейному закону, если магнитное сопротивление магнитопровода малое по сравнению с магнитным сопротивлением воздушного промежутка. Преобразователи такого типа сравнительно легко выполнить с заданной функциональной зависимостью между индуктируемой ЭДС и преобразуемым перемещением, применив для этого профилированный магнитопровод.

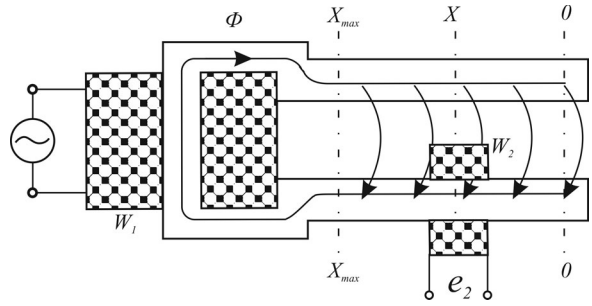


Рис. 10.6. Взаимоиндуктивный преобразователь с распределенной магнитной проводимостью

Для преобразователя, схема которого изображена на рис. 10.6, приближенное значение магнитного потока Ф, который создается магнитодвижущей силой F (если пренебречь магнитным сопротивлением магнитопровода)

$$\Phi = FG = I_1 w_1 q x_{max}, \tag{10.9}$$

где w_1 — количество витков намагничивающей обмотки; I_1 — намагничивающий ток; $q = G/x_{max}$ — удельная магнитная проводимость, G — полная магнитная проводимость воздушного промежутка между стержнями.

Магнитный поток, замыкающийся через сечение x — x,

$$\Phi_X = Fqx = I_1 w_1 qx, \tag{10.10}$$

а ЭДС, которая наводится во вторичной обмотке с количеством витков w_2,

$$e_2 = \omega w_1 w_2 I_1 qx. \tag{10.11}$$

Во взаимоиндуктивных преобразователях угловых перемещений измерительная обмотка выполняется в виде рамки, которая может вращаться в воздушном промежутке магнитного поля. При наличии тока в намагничивающей обмотке ЭДС измерительной обмотки будет зависеть от угла поворота рамки [3, 7, 9, 10].

10.4. Индукционные преобразователи

Принцип действия индукционных преобразователей основан на использовании явления электромагнитной индукции. Известны две главных группы индукционных преобразователей [9, 10]. К первой принадлежат преобразователи, в которых изменение магнитного потока, который сцепляется с витками катушки, осуществляется перемещением последней в магнитном поле постоянного магнита или перемещением постоянного магнита относительно неподвижной катушки. Это, в сущности, генераторы ЭДС, значение которой пропорционально скорости линейных или угловых перемещений соответственно катушки в постоянном магнитном поле или скорости перемещения магнитного поля относительно витков неподвижной катушки.

Во вторую группу входят преобразователи, в которых магнитный поток, который сцепляется с витками катушки, изменяется с помощью изменения магнитного сопротивления магнитной цепи, например, в результате изменения расположения подвижного ферромагнитного элемента.

В преобразователях первой группы ЭДС, которая наводится в измерительной обмотке, равна

$$e = -Bl\frac{dx}{dt} \text{ или } e = -BS\frac{d\alpha}{dt}, \tag{10.12}$$

где B — индукция в рабочем промежутке, $l = \pi Dw$ — активная длина измерительной обмотки (рамки); $S = \frac{\pi D^2}{4}w$ — активная площадь рамки; D — средний диаметр обмотки; x и α — соответственно линейное и угловое перемещение, w — количество витков.

В преобразователях с переменным магнитным сопротивлением

$$e = -w\frac{d\Phi}{dt} = -w\frac{d}{dt}\left(\frac{F_M}{R_M}\right) = -\frac{wF_M}{R_M^2}\frac{dR_M}{dt}, \tag{10.13}$$

где F_M — магнитодвижущая сила, R_M — магнитное сопротивление.

Если для преобразователя линейных перемещений $R_M = R_{MO} + kR_{MO}x$ (здесь R_{MO} — магнитное сопротивление магнитопровода при $x = 0$; k — постоянный коэффициент, который определяется конструктивными параметрами преобразователя), то при $\Delta R_M = kR_{MO}x \leqslant RMO$ уравнение преобразования такого преобразователя примет вид

$$e = \frac{kwF_M}{R_{MO}}\frac{dx}{dt}. \tag{10.14}$$

Если подвижному сердечнику преобразователя угловой скорости придать такую форму, чтобы во время его вращения суммарный воздушный промежуток между полюсами магнитопровода изменялся по синусоидному закону (дважды за один оборот), то в первом приближении магнитное сопротивление магнитной цепи и магнитный поток будут также изменяться по синусоидному закону

$$\Phi(t) = \frac{\Phi_{\max} + \Phi_{\min}}{2} + \frac{\Phi_{\max} - \Phi_{\min}}{2}\sin 2\omega t, \tag{10.15}$$

а ЭДС, которая наводится в измерительной обмотке,

$$e = -w\frac{d\Phi(t)}{dt} = -w\omega(\Phi_{\max} - \Phi_{\min})\cos 2\omega t, \qquad (10.16)$$

где Φ_{max} и Φ_{min} — максимальное и минимальное значение магнитного потока.

Основными разновидностями индукционных преобразователей являются преобразователи (датчики) скорости линейных перемещений, вибраций, преобразователи частоты вращения и преобразователи расходов жидкостей.

Преобразователи частоты вращения могут быть основаны на принципе изменения потокосцепления, который осуществляется вращением рамки в магнитном поле постоянного магнита с заданной индукцией.

Устройство датчика виброметра показано на рис. 10.7.

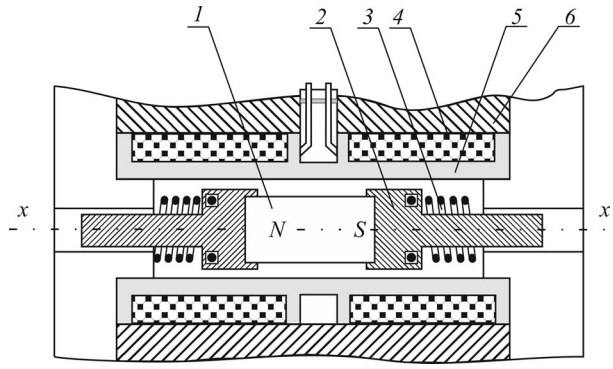


Рис. 10.7. Индукционный вибропреобразователь

Подвижной частью такого датчика является инерционная масса в виде постоянного магнита *1* и полюсных наконечников *2*, которая может осуществлять под действием силы инерции поступательное движение в направлении оси *x-x*. Упругое противодействие этому движению создается цилиндрическими пружинами *3*, а успокоение — с помощью медного каркаса *5* в результате наведения в нем токов при перемещении постоянного магнита. Измерительная обмотка *4* состоит из двух половинок, намотана на медный каркас и закреплена стальной обоймой *6*, которая служит одновременно корпусом. Если исследуемый объект осуществляет колебательное движение по закону

$$x = X_{max}\sin\omega t, \qquad (10.17)$$

то ЭДС, которая наводится в измерительной обмотке,

$$e = BwL_{cp}\frac{dx}{dt} = \omega X_{\max} BwL_{cp}\cos\omega t, \qquad (10.18)$$

где B — индукция в воздушном промежутке, w и L_{cp} — количество витков и средняя длина витка.

Поскольку ЭДС пропорциональна скорости перемещения, то есть dx/dt, то для получения сигналов, пропорциональных виброперемещениям или виброускорениям, исходный сигнал индукционного датчика подается на вторичный

преобразователь, которым является соответственно интегрирующий или дифференцирующий преобразователь.

Обычно индукционные датчики используют для преобразования параметров вибраций частотой от 1 до 50 Гц при амплитуде вибраций 1...5 мм. Их чувствительность достигает 150 В/(м/с).

Рис. 10.8 иллюстрирует принцип действия так называемого импульсного индукционного датчика тахометра, основанного на изменении магнитного сопротивления цепи. Датчик имеет измерительную обмотку 1, размещенную на стальном стержне 2, через который замыкается магнитный поток постоянного магнита 3. Подвижной частью является ферромагнитный зубчатый диск 5, который крепится к валу, обороты которого измеряют.

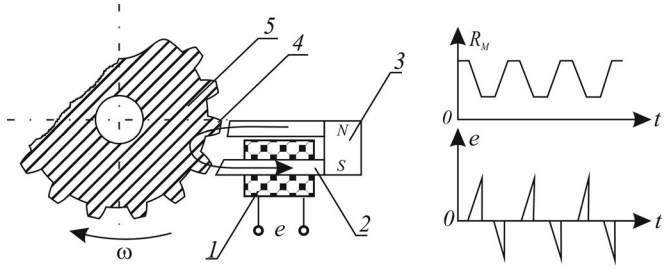


Рис. 10.8. К принципу действия индукционного таходатчика

При вращении вала зубчатые выступы 4 диска (индуктора) уменьшают воздушный промежуток между подвижным ферромагнитным диском и неподвижными частями магнитопровода. Это приводит к изменению магнитного потока и наведению в измерительной обмотке ЭДС, пропорциональной скорости изменения магнитного сопротивления. ЭДС имеет вид двуполярных импульсов, частота которых:

$$f = \frac{pn}{60},$$

где p — количество выступов индуктора; n — частота его вращения, об/мин.

10.5. Магнитоупругие и магнитоанизотропные преобразователи

Принцип действия магнитоупругого преобразователя базируется на использовании магнитоупругого эффекта, суть которого заключается в изменении магнитной проницаемости и других магнитных свойств ферромагнитного тела под действием механических упругих деформаций [10]. В качестве примера на рис. 10.9 приведены гистерезисные петли никеля и пермаллоя для разных механических напряжений в материале. У никеля с увеличением механического напряжения σ наклон петли гистерезиса, а следовательно, и магнитная проницаемость уменьшаются. Отмечается и значительное уменьшение остаточной индукции. В пермаллое с увеличениям механического напряжения петля гис-

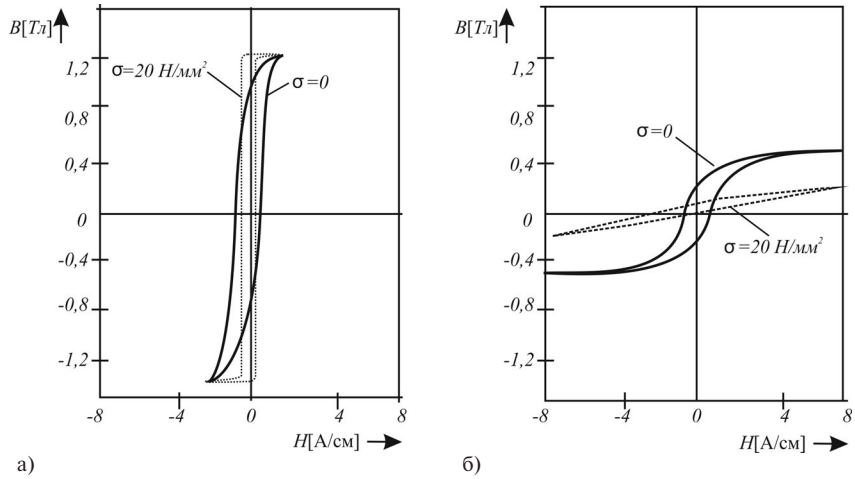


Рис. 10.9. Гистерезисные петли: а — пермаллоя; б — никеля

терезиса приближается к прямоугольной, остаточная индукция и магнитная проницаемость сильно растут.

Явление магнитной упругости называют также ***обратным магнитострикционным эффектом.*** Существует и ***прямой магнитострикционный эффект***, когда внешнее магнитное поле вызывает механическую деформацию ферромагнитного тела.

Основной характеристикой магнитного материала в данном случае является коэффициент магнитоупругой чувствительности, который (по аналогии с коэффициентом тензочувствительности) определяется как отношение относительного изменения магнитной проницаемости $\Delta\mu/\mu$ к относительной деформации $\Delta l/l$ ферромагнитного тела или к напряжению растяжения σ [9, 10]:

$$k_{\mu\varepsilon} = \frac{(\mu_H - \mu_\sigma)/\mu_H}{\Delta l / l} \text{ или } k_{\mu\sigma} = \frac{(\mu_H - \mu_\sigma)/\mu_H}{E\Delta l / l} = \frac{\Delta\mu/\mu_H}{\sigma}, \qquad (10.19)$$

где μ_H и μ_σ — магнитная проницаемость ферромагнетика в ненагруженном состоянии и при нагрузке к напряженности σ; E — модуль упругости материала.

Поскольку при преобразовании механических напряжений начальные параметры магнитоупругих преобразователей обычно компенсируются, то целесообразнее пользоваться понятиям магнитоупругой чувствительности, под которой понимают отношение абсолютного прироста магнитной проницаемости к относительной деформации или к напряжению σ:

$$S_{\mu\varepsilon} = \frac{(\mu_H - \mu_\sigma)}{\Delta l / l}, \text{ или } S_{\mu\delta} = \frac{\mu_H - \mu_\sigma}{\sigma}. \qquad (10.20)$$

Названные выше характеристики магнитоупругой чувствительности не являются исчерпывающими. Наиболее полной характеристикой считают магнитоупругую чувствительность материала по магнитной энергии как отношение изменения удельной магнитной энергии к деформации:

$$S_E = \frac{\Delta E_{МАГН}}{\sigma}. \qquad (10.21)$$

Поскольку изменение удельной магнитной энергии

$$\Delta E_{МАГН} = \int_{B_н}^{B_\sigma} \frac{H}{2} dB, \tag{10.22}$$

где $B_н$ и B_σ — магнитные индукции ферромагнетика в ненагруженном состоянии и при нагрузке, то учитывая что $B \approx \mu\mu_0 H$, будем иметь

$$S_E = \frac{\mu_H - \mu\sigma}{\sigma} \frac{\mu_0 H^2}{2}. \tag{10.23}$$

Последняя зависимость учитывает не только абсолютные изменения магнитной проницаемости под действием механических напряжений, но и значения напряженности магнитного поля, при которой это изменение происходит. Для достижения высокой относительной мощности выходного сигнала необходимо применять магнитные материалы, магнитное насыщение которых достигается при возможно более высокой напряженности магнитного поля. Это железокремниевые сплавы, никель, некоторые ферриты.

Магнитоупругие преобразователи по принципу использования магнитоупругого эффекта могут быть индуктивными или взаимоиндуктивными. В первых изменение магнитной проницаемости вызывает в окончательном результате изменение индуктивности намагничивающей цепи, которая состоит из одной или нескольких соединенных последовательно обмоток, намотанных на рабочий стержень (стержень, который подвергается деформации) магнитопровода. Без учета потерь на вихревые токи и на гистерезис индуктивность намагничивающей цепи

$$L = \frac{w^2}{R_M} = w^2 \frac{\mu S_M}{l_M}. \tag{10.24}$$

Прирост (изменение) индуктивности, вызванный действием на магнитную цепь растягивающей или сжимающей силы, будет равняться

$$dL = \frac{\partial L}{\partial \mu} d\mu + \frac{\partial L}{\partial S_M} dS_M + \frac{\partial L}{\partial l_M} dl_M. \tag{10.25}$$

Переходя к конечным приростам в пределах упругой деформации *($\Delta l/l << 1$)* и учитывая, что изменение индуктивности определяется, главным образом, изменением магнитной проницаемости, получим выражение для абсолютного прироста индуктивности (уравнение преобразования) и относительной чувствительности в соответствии с деформацией и механическим напряжением:

$$\Delta L = L \frac{\Delta\mu}{\mu} = L k_{\mu\sigma}\sigma = \frac{w^2}{l_M} \mu S_M k_{\mu\sigma}\sigma; \tag{10.26}$$

$$S_{\mu\varepsilon} = \frac{\Delta L / L}{\Delta l_M / l_M} = \frac{\Delta\mu / \mu}{\Delta l_M / l_M} = k_{\mu\varepsilon};\ S_{\mu\sigma} = \frac{\Delta L / L}{\sigma} = \frac{k_{\mu\varepsilon}}{E} = k_{\mu\sigma}. \tag{10.27}$$

Особым условием нормальной работы магнитоупругого преобразователя является отсутствие в материале магнитопровода воздушных промежутков, магнитное сопротивление которых настолько большое, что даже незначитель-

ное изменение воздушного промежутка может привести к значительно большему изменению магнитного сопротивления цепи, чем изменение, вызванное магнитоупругим эффектом.

Магнитоупругие преобразователи изготавливают обычно дифференциальными. В таких преобразователях один из магнитоупругих элементов является рабочим преобразователем измерительной силы F, а идентичный ему второй элемент, который не подвергается действию на него механических усилий, служит для компенсации начальной индуктивности рабочего преобразователя, а также для компенсации влияния внешних факторов, в частности температуры и частоты источника питания. При дифференциальном включении, например, в мостовую измерительную цепь, показания измерительного прибора будут практически линейной функцией измеряемой силы.

Одной из основных составных погрешностей магнитоупругих преобразователей является погрешность, определяемая магнитоупругим гистерезисом. Значение этой погрешности особенно большое (2...3) % при низких начальных напряжениях магнитного поля и уменьшается до (0,8...1) % при напряжениях, близких к $H_{mmax.}$ Кроме этого, значительное влияние на значение этой погрешности имеет так называемая «механическая тренировка» чувствительного элемента. Неоднозначность функции преобразования во время первого цикла механической нагрузки и разгрузки может достигать 10 %. После «механической тренировки» она уменьшается до уровня 1% и в дальнейшем сохраняется неизменной. Механические напряжения в материале чувствительного элемента не должны превышать 0,15...0,20 предела упругой деформации.

Несмотря на сравнительно низкую точность (суммарная погрешность магнитоупругого преобразователя достигает (3...4 %), благодаря простоте конструкции магнитоупругие преобразователи широко применяются для преобразования больших механических усилий (10^5...10^6 Н) в сложных условиях эксплуатации (полевые условия, буровые колонки) [14, 15].

Взаимоиндуктивные магнитоупругие преобразователи могут быть двух разновидностей: преобразователи, в которых используется изменение магнитной проницаемости чувствительного элемента только в одном направлении и преобразователи, в которых используется изменение магнитной проницаемости чувствительного элемента в двух взаимоперпендикулярных направлениях. Последние называют ***магнитоанизотропными***. Магнитоанизотропный преобразователь — это пакет пластин из трансформаторной стали, по диагоналям которого симметрично размещены четыре отверстия (рис. 10.10, *а*). Через соответствующие пары отверстий под углом 90° одна к другой проложены намагничивающая и измерительная обмотки, которые образуют углы 45° к направлению преобразуемого усилия F.

При отсутствии деформации силовые линии магнитного потока намагничивающей обмотки будут симметричными и не будут сцепляться с измерительной обмоткой (рис. 10.10, *б*). После приложения силы F в результате разного изменения магнитной проницаемости в направлении действия силы и в перпендикулярном к ней направлении силовые линии магнитного поля вытягиваются в направлении большей проницаемости и сжимаются в направлении меньшей, сцепляются с измерительной обмоткой (рис. 10.10, *в*) и индуктируют в ней ЭДС $e_2 = f(F)$.

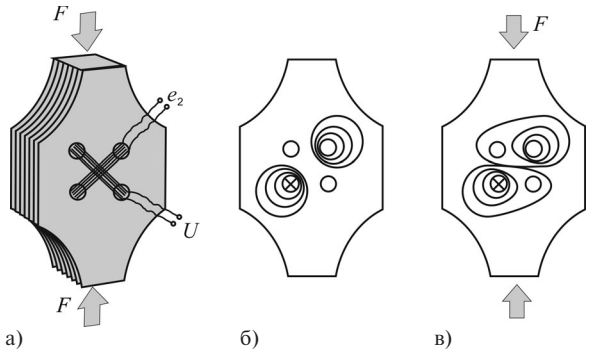


Рис. 10.10. К принципу действия магнитоанизотропных преобразователей

Необходимо отметить, что из-за некоторой магнитной анизотропии при отсутствии деформации (силы) может индуктироваться начальная ЭДС. Для ее уменьшения в магнитопроводах из листового материала чередуют листы с взаимно перпендикулярными направлениями проката, используют дополнительные компенсирующие обмотки, специальные магнитные шунты и т.п.

10.6. Датчики Холла

Эффект Холла был открыт в 1879 г. Суть гальваномагнитного эффекта Холла можно объяснить так. Если через относительно длинную пластину ($l >> b$), выполненную из полупроводника, например, с n-проводностью, помещенную в магнитное поле (рис. 10.11), пропустить в направлении оси X электрический ток I, то на каждый электрон, который двигается внутри пластины, действует сила Лоренца. Если вектор индукции B нормален к плоскости пластины, то есть направленный вдоль оси Z, сила Лоренца равняется

$$F_l = e_0 v B, \tag{10.28}$$

где e_0 — заряд электрона, v — средняя скорость движения носителей заряда в направлении линии тока.

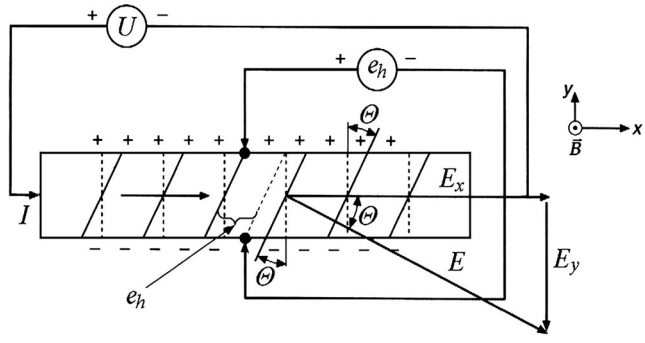


Рис. 10.11. К принципу действия гальваномагнитного преобразователя Холла

Гальваномагнитные эффекты сильне всего выражены в полупроводниках только с электронной или только дырочной проводимостью (германий, кремний, висмут, арсенид индия, арсенд галлия, селенид ртути, арсенид кадмия и другие), из которых и изготавливаются гальваномагнитные преобразователи.

Под действием этой силы электроны будут отклоняться к одной из продольных граней пластины, в результате чего их концентрация увеличится, а на противоположной грани — уменьшится. Это приведет к пространственному распределению зарядов и к появлению некоторой разницы потенциалов между гранями и, соответственно, к возникновению поперечной составляющей напряженности E_v электрического поля, которое называется напряженностью Холла. В результате на электрон начинает действовать, кроме силы Лоренца F_1, сила электрического взаимодействия

$$F_2 = e_0 E_{y.} \tag{10.29}$$

Накопление зарядов на продольных гранях пластины будет продолжаться до тех пор, пока действие электрического поля Холла на заряды не уравновесит действие силы Лоренца. Условие равновесия будет иметь вид

$$E_v = vB. \tag{10.30}$$

Поскольку ток I, который протекает через прямоугольную пластину сечением $b \times d$, связан со средней скоростью носителей заряда соотношением

$$\upsilon = \frac{I}{e_0 nbd}, \tag{10.31}$$

то выражение для E_v можно записать в виде:

$$E_y = \frac{I}{e_0 nbd} B, \tag{10.32}$$

откуда ЭДС Холла

$$e_h = E_v b = \frac{IB}{e_0 nd} = \frac{R_h}{d} IB, \tag{10.33}$$

где $R_h = 1 / (e_0 n)$ — коэффициент Холла, который зависит от природы материала чувствительного элемента (пластины); n — концентрация электронов, то есть их количество в единице объема.

Теоретически функция преобразования, то есть зависимость ЭДС Холла от индукции при заданном I = const, является линейной лишь для идеального полупроводника, безгранично длинного в направлении оси X и при ограниченных значениях индукции. Практически линейной можно считать функцию преобразования такого датчика, в котором отношение длины к ширине больше чем 2...3 и верхний предел диапазона преобразования за индукцией не превышает 1...5 *Тл*.

ЭДС Холла может быть постоянной или переменной в зависимости от того, в какое поле помещен датчик и каким током он питается. Если индукция исследуемого поля и ток питания постоянны, тогда e_h — постоянная. Если индукция поля постоянная, а ток питания переменен (или наоборот), тогда e_h будет переменной и той же частоты, что и частота переменной входной величины.

В полупроводниках с p-проводимостью при том же направлении тока и магнитного поля полярность ЭДС Холла будет противоположной полярности

ЭДС полупроводника с n-проводимостью, коэффициент Холла $R_h = 1/(e_0 p)$, где p — концентрация дыр.

В технических расчетах очень часто пользуются выражением для коэффициента Холла, записанного через подвижность μ носителей заряда, которая равняется отношению скорости v направленного движения носителей к напряженности E_x внешнего электрического поля, которое вызывает это движение:

$$\mu = v / E_x. \tag{10.34}$$

Учитывая, что напряженность E_x связана с током I, который протекает через пластину, ее геометрическими размерами и удельным электрическим сопротивлением ρ зависимостью

$$I = \frac{E_x \ bd}{\rho} \tag{10.35}$$

выражение для ЭДС Холла принимает вид

$$e_h = \frac{\mu\rho}{d} BI, \tag{10.36}$$

а

$$R_h = \mu\rho. \tag{10.37}$$

Если гальваномагнитный преобразователь подключен к источнику напряжения (U = const), а не к источнику тока, то, выражая ток через прилагаемое напряжение, удельное электрическое сопротивление и площадь пересечения пластины, получим

$$e_h = \frac{b}{l} \mu BU. \tag{10.38}$$

Как понятно из последнего выражения, ЭДС Холла пропорциональна при других одинаковых условиях подвижности носителей заряда и произведению BU.

Конструктивное выполнение и геометрические размеры датчиков Холла могут быть самыми разнообразными. Чаще всего они изготовляются в форме плоской четырехугольной пластины, к поперечным граням которой присоединяются сплошные электроды, которые служат для подведения электрического тока. К центрам продольных граней прикреплены так называемые холловские электроды, изготовленные в виде точечных контактов.

На рис. 10.12 приведены символы преобразователя Холла (рис. 10.12, *а*) и некоторые их конструктивные формы (рис. 10.12, *б, в, г*), а в табл. 10.1 основные характеристики некоторых преобразователей Холла.

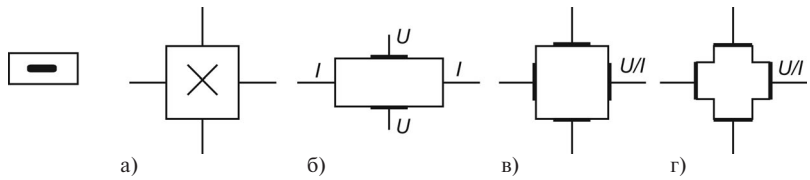


Рис. 10.12. Символы и некоторые разновидности конструктивных форм преобразователей Холла

Таблица 10.1. Основные характеристики некоторых типов датчиков Холла

Тип	Материал	Размеры чувствительного элемента, мм	Номинальный ток, мА	Сопротивление, Ом		Удельная чувствительность, В/(АТл)
				токовой цепи	выходное	
Х-500	Фосфид индия	0,8 × 0,5 × 0,1	100	0,7	7	0,6...1
Х-114	Германий	8 × 4 × 0,25	50	18	30	8...12
ДХК-7С	Кремний	12 × 6 × 0,2	20	500	1000	45
Х-200	Арсенид индия	0,8 × 0,5 × 0,1	130	0,5	5	0,6...1,3

На рис. 10.13 показано несколько способов использования элементов Холла в бесконтактных преобразователях положения (позиции). Преобразователи по схеме рис. 10.13, *а* имеют два возможных направления изменения положения. В обоих случаях функции преобразования, то есть $e_h = f(d)$ при x = const и $e_h = \varphi(x)$ при d = const, являются нелинейными. Поэтому такие датчики по большей части применяются в сигнализаторах предельного положения.

Преобразователи малых перемещений (рис. 10.13, *б*) могут быть выполнены с использованием одного датчика Холла или дифференциально включенных двух датчиков Холла. В таких преобразователях в качестве рабочей используется линейный участок функции преобразования.

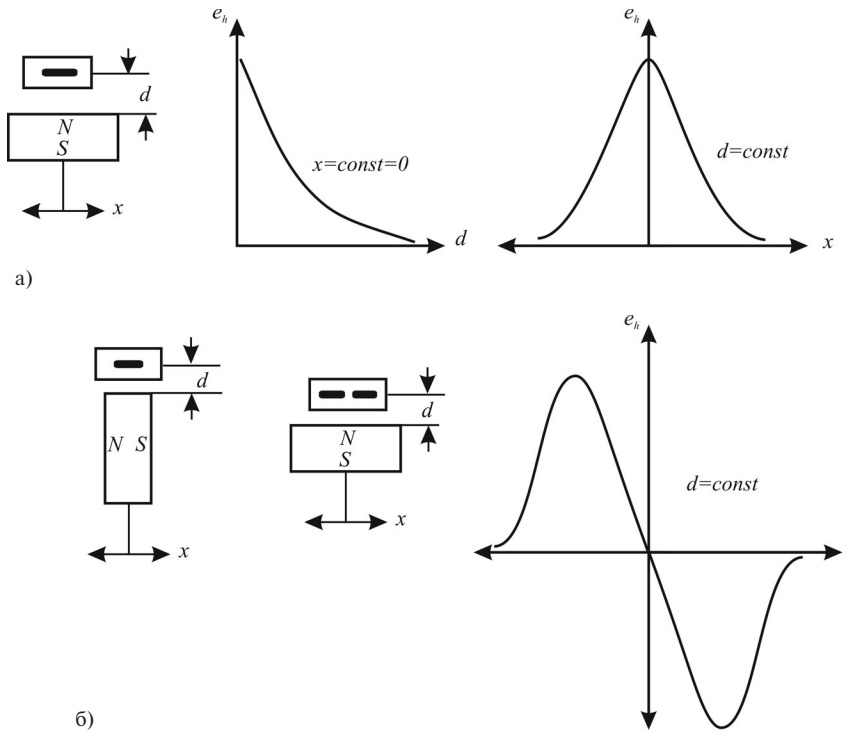


Рис. 10.13. Структурные схемы и функции преобразования датчиков линейных и угловых перемещений

На рис. 10.14, *а* и *б* приведены структурные схемы и функции преобразования соответственно бесконтактных сигнализатора положения (преобразователя малых перемещений), а также счетчика оборотов (угла отклонения), с использованием дополнительного ферромагнитного тела.

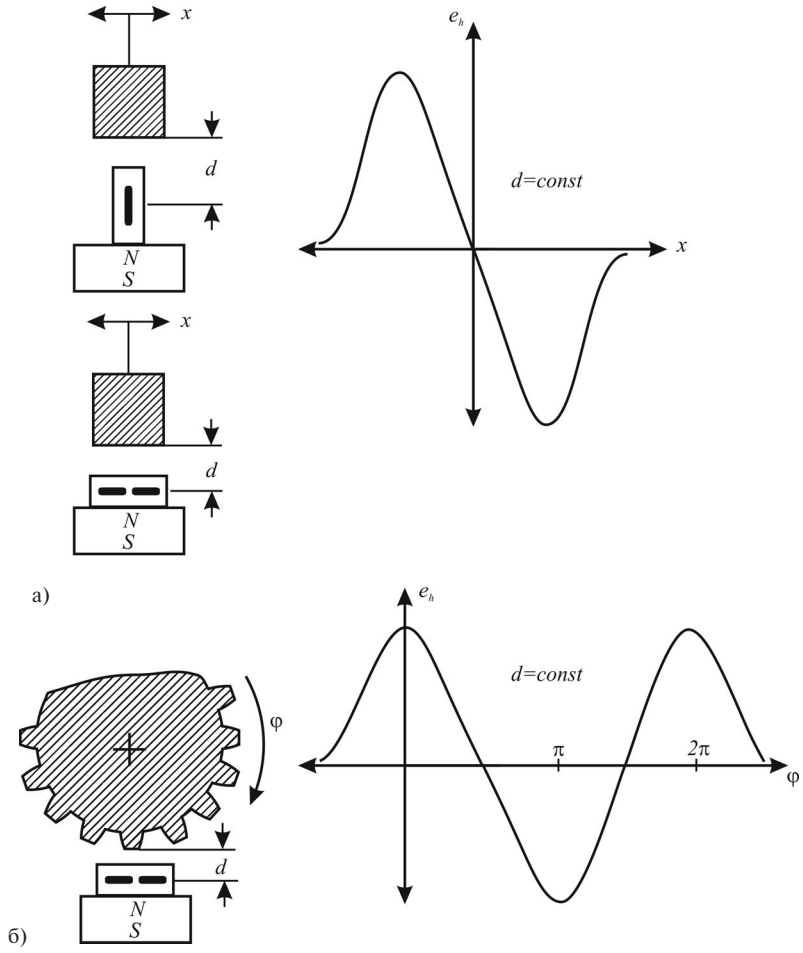


Рис. 10.14. Структурные схемы и функции преобразования датчиков линейных и угловых перемещений с дополнительным ферромагнитным телом

10.7. Магниторезистивные преобразователи

Магниторезистивный эффект, то есть эффект увеличения электрического сопротивления гальванического элемента, является результатом искривления траектории движения носителей заряда под действием магнитного поля. На рис. 10.15 показаны линии тока и эквипотенциальные линии в *n*-полупроводнике при условии отсутствия внешнего магнитного поля (рис. 10.15, *а*) и в результате действия на гальваномагнитный элемент внешнего магнитного поля (рис. 10.15, *б*).

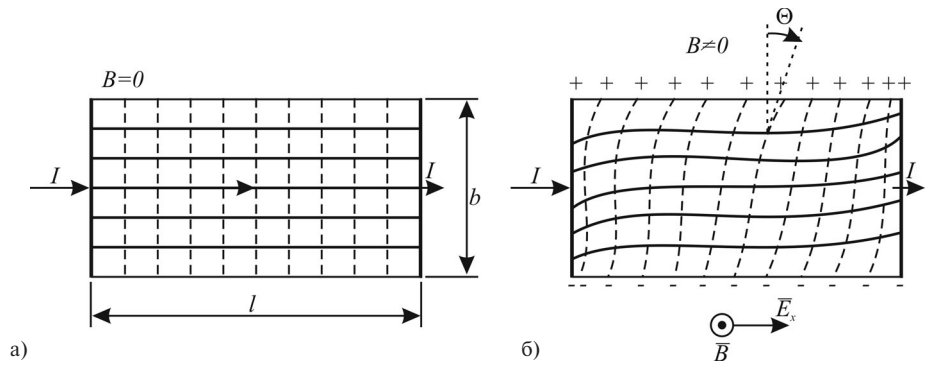


Рис. 10.15. Линии тока и эквипотенциальные линии в *n*-полупроводнике при $B = 0$ и $B \neq 0$

Количественно магниторезистивный эффект проявляется по-разному и зависит от материала гальванорезистивного элемента и его формы. В проводниковых материалах гальванорезистивный эффект проявляется слабо. Значительно сильнее он проявляется в некоторых полупроводниках.

С достаточной для практики точностью зависимость сопротивления магниторезистора R_B от индукции B может быть записана в виде

$$R_B = R_0(1 + A\mu^2 B^2),$$

где R_0 — сопротивление магниторезистора при отсутствии магнитного поля, A — коэффициент, который зависит от формы магниторезистора, μ — подвижность носителей заряда, значение которых обратно пропорционально удельному электрическому сопротивлению и концентрации n электронов (носителей).

Характер зависимости относительного изменения сопротивления от индукции для разных форм магниторезистора демонстрирует рис. 10.16 [12]. Наибольшее относительное изменение сопротивления в магнитном поле имеют магниторезисторы, выполненные в форме так называемого ***диска Корбино***.

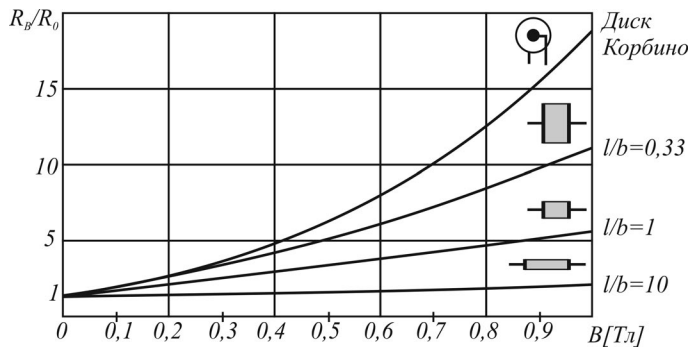


Рис. 10.16. Зависимость относительного изменения сопротивления магниторезистора от индукции для разных его форм

Для увеличения электрического сопротивления путем увеличения рабочей длины магниторезистора последний выполняют в виде меандра (рис. 10,17, *а*) [12]. Для увеличения сопротивления при одновременном сохранении высокой чувствительности магниторезистор выполняют в виде ряда последовательно соединенных полупроводниковых пластин, разделенных токопроводящими слоями. В этом случае преобразователю предоставляют обычно также форму меандра (рис. 10.17, *б*).

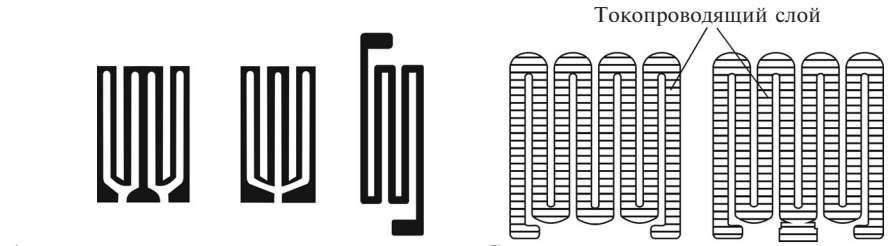


Рис. 10.17. Магниторезистор в форме меандра

Еще один тип магниторезисторного датчика фирмы Honeywell (рис.10.18) описан в [39].

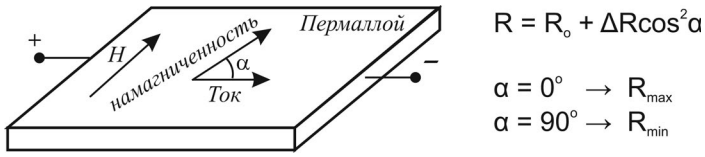


Рис. 10.18. Магниторезисторный датчик на основе пермаллоя

Принцип работы этого датчика основан на изменении направления намагниченности внутренних доменов слоя пермаллоя (NiFe) под воздействием внешнего магнитного поля. В зависимости от угла между направлением тока и вектором намагниченности изменяется сопротивление пермаллоевой пленки. Под углом 90° оно минимально, угол 0° соответствует максимальному значению сопротивления.

Конструкция магниторезистивных датчиков Honeywell состоит из четырех пермаллоевых слоев, которые организованы в мостовую схему. Кроме того, на плату датчика добавлены две катушки: SET/RESET и OFFSET. Катушка SET/RESET создает легкую ось, которая необходима для поддержания высокой чувствительности датчика, катушка OFFSET предназначена для компенсации воздействия паразитных магнитных полей (созданных, например, каким-либо ферромагнитным объектом или металлическими предметами).

Датчики позволяют измерять самые слабые магнитные поля (от 30 мкГаусс) с последующим их преобразованием в выходное напряжение. В конструкции датчика могут быть объединены несколько мостовых схем, образуя, таким образом, двух- и трехосевые сенсоры.

Магниторезистивные датчики применяются для:

- контроля перемещений объектов в робототехнике;
- измерения слабых полей (системы навигации, компенсация поля Земли, электронные и цифровые компасы и т.д.);
- измерения частоты вращения (КПП, АБС, системы управления двигателем);
- измерения угловой координаты (например, для регулировки сидения, в посудомоечных машинах, в системах рулевого управления, для регулировки фаз и т.д.);
- построения бесконтактных датчиков тока с гальванической развязкой.

10.8. Магнитодиоды

Магнитодиодом (МД) называется преобразователь магнитного поля, принцип действия которого основан на магнитодиодном эффекте.

Магнитодиод представляет собой полупроводниковый прибор с р-п переходом и невыпрямляющими контактами, между которыми находится область высокоомного полупроводника (рис. 10.19, *а*). Отличие от обычных полупроводниковых диодов состоит в том, что магнитодиод изготавливается из высокоомного полупроводникового материала, проводимость которого близка к собственной, а ширина базы d в несколько раз больше диффузионной длины пробега носителей L, в то время как в обычных диодах d < L. В «длинных» диодах при прохождении электрического тока определяющими становятся процессы, зависящие от рекомбинации и движения неравновесных носителей заряда в базе и на поверхности.

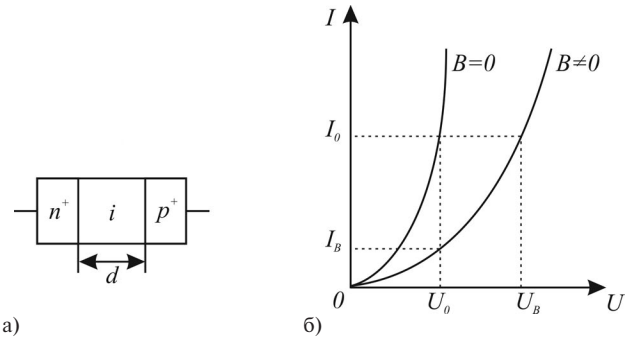


Рис. 10.19. Конструкция (а) и вольт-амперная характеристика (б) «торцевого» магнитодиода

Длину L можно изменять, воздействуя на диод магнитным полем. Оно приводит к закручиванию движущихся носителей, и их подвижность уменьшается, следовательно, уменьшается и L. Одновременно удлиняются линии тока, то есть эффективная толщина базы растет. Это и есть магнитодиодный эффект.

Если магнитодиод, через который протекает ток, поместить в поперечное магнитное поле, то произойдет увеличение сопротивления базы. Сопротивление базы увеличивается и за счет повышения роли поверхностной рекомбинации отклоняющихся к поверхности полупроводника носителей заряда.Эквивалентную схему магнитодиода можно представить в виде магниторезистора с последовательно включенным усилителем. Типичная вольт-амперная характеристика «торцевого» магнитодиода приведена на рис. 10.19, *б*.

На рис. 10.20 даны без объяснений две простейшие схемы включения магнитодиодов в электрическую схему.

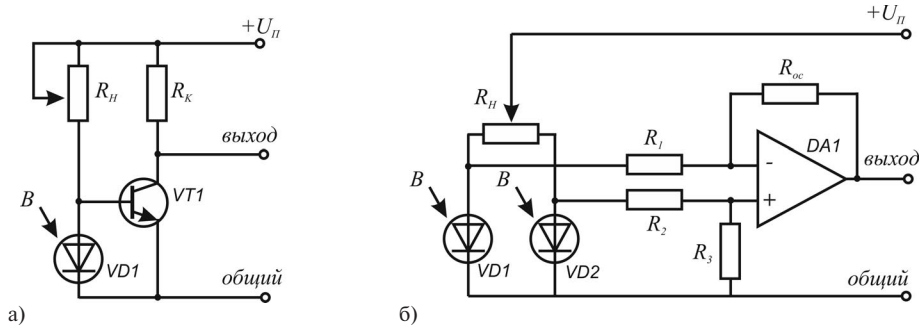


Рис. 10.20. Схемы включения магнитодиодов: а — в транзисторный каскад, б — к операционному усилителю

Применение магнитодиодов. Магнитодиоды применяются в качестве чувствительных элементов в функционально-ориентированных магнитных датчиках: скорости и направления вращения, угла поворота и преобразователях типа «угол—код», уровня и т.п. Их используют в бесконтактной клавиатуре ПЭВМ, вентильных электродвигателях, бесконтактных реле предельного тока, регуляторах электрической мощности, в бытовой электронной аппаратуре, системах автоматического управления, устройствах считывания информации ЭВМ, в электронных и электрифицированных игрушках и т.д.

Физика процессов в магнитодиодах, их характеристики описаны в работах [1, 2, 4—6, 11, 13].

10.9. Магнитотранзисторы

Наибольшее практическое распространение получили горизонтальные (планарные) магнитотранзисторы, т.е. транзисторы, коллекторы которых расположены на одной поверхности пластины (рис. 10.21). Их магниточувствительные свойства обусловлены двумя основными эффектами — изменением эффективной длины базы и отклонением инжектированных носителей от коллектора (либо к нему) [1, 11, 13].

В отсутствие магнитного поля инжектированные из эмиттера Э носители движутся под действием электрического поля Е к коллектору К и попадают в область его объемного заряда. Одновременно они диффундируют в глубь базы Б.

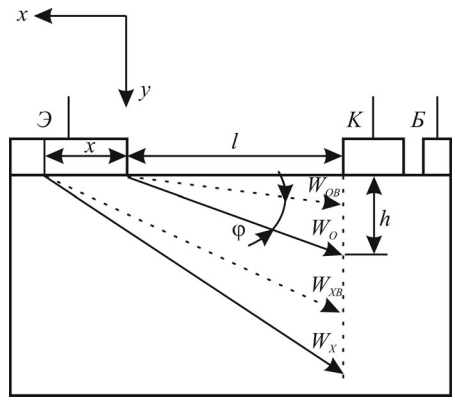


Рис. 10.21. Горизонтальный планарный магнитотранзистор

Наибольшая магниточувствительность наблюдается при включении магнитотранзистора как двухполюсника (цепь эмиттер—коллектор) с отключенной базой. В обычных условиях обратный ток коллекторного перехода мал, $h_{21Б}$ при микрорежимах также мало, и магниточувствительность незначительна. Поэтому в коллектор вводятся шунтирующие его каналы, позволяющие увеличить $I_{КБО}$, общий ток через транзистор и магниточувствительность [11, 13].

В некоторых конструкциях магнитотранзисторов используется также эффект Холла. Например, если в транзисторе выводы базы разделить и пропускать через них ток от отдельного источника, то в базе возникает ЭДС Холла. При соответствующем выборе направления тока холловское электрическое поле может быть направлено от коллектора к эмиттеру, т.е. навстречу потоку инжектированных из эмиттера дырок, это приводит к дополнительному уменьшению $h_{21Б}$ в поперечном магнитном поле и увеличению магниточувствительности.

Двухколлекторные магнитотранзисторы

Первые типы двухколлекторных магнитотранзисторов (ДМТ) представляли собой обычный транзистор, коллектор в котором разделен на две части Без магнитного поля половина инжектированных носителей попадает в один коллектор, а половина — в другой Магнитное поле отклоняет инжектированные носители от одного коллектора к другому, например, от первого ко второму. Соответственно, ток первого коллектора уменьшается, а второго увеличивается.

Существует значительное количество конструктивных разновидностей магнитотранзисторов, характеристики которых описаны в [1, 11, 13].

Полевые магнитотранзисторы

При помещении любого полевого транзистора в поперечное магнитное поле в его канале возникает холловское электрическое поле, как и в полупроводнике с двумя омическими контактами на концах. Полевой магнитотранзистор отличается от обычного лишь тем, что в его канале имеются дополнительные боковые омические контакты для вывода ЭДС Холла.

Характеристики серийно выпускаемых магнитных датчиков можно найти в [1, 2, 4, 6, 11, 12, 13, 16—39 и др.].

Литература

1. Викулин И. М., Викулина Л. Ф., Стафеев В. И. Гальваномагнитные приборы. — М.: Радио и связь, 1983. — 104 с.
2. Викулин И.М., Курмашев Ш.Д., Синиа И.И. Магниточувствительность S-диода с механизмом отрицательного дифференциального сопротивления // Электронная техника. Серия «Полупроводниковые приборы», 1986. — Вып. 3(182). — С. 44—48.
3. Евтихиев Н.Н., Купершмидт Я.А., Папуловский В.Ф., Скугоров В.Н. Измерение электрических и неэлектрических величин / Под ред. Н.Н. Евтихеева. — М.: Энергоатомиздат, 1990. — 352 с.
4. Егиазарян Г. А., Стафеев В. И. Магнитодиоды, магнитотранзисторы и их применение. — М.:Радио и связь, 1989. — 88 с.
5. Зи С. М. Физика полупроводниковых приборов. — М.: Мир, 1984. — 912 с.
6. Курмашев Ш.Д., Викулин И.М. Магнитодиод с инжекционным усилением на основе InSb для низих температур // Электронная техника. Сер. «Полупроводниковые приборы», 1986. — Вып. 3(182). — С. 42—44.
7. Левшина Е.С., Новицкий П.В. Электрические измерения физических величин: (Измерительные преобразователи). — Л.: Энергоатомиздат, 1983. — 320 с.
8. Матвеев А.Н. Электричество и магнетизм. — М.: Высшая школа, 1983. — 463 с.
9. Полищук Е.С. Измерительные преобразователи. — Киев: Вища школа, 1981. — 296 с.
10. Полищук Е.С., Дорожовец М.М., Стадник Б.И., Ивахив О.В., Бойко Т.Г., Ковальчик А. Средства и методы измерений неэлектрических величин: Учебник / Под ред. проф. Полищука. — Львов: Бескид Бит, 2008. — 618 с. (На укр. яз.).
11. Полупроводниковые преобразователи / Под ред. Ю. Пожелы. — Вильнюс: Моклас, 1980. — 176 с.
12. Фрайден Дж. Современные датчики: Справочник. — М.: Техносфера, 2005. — 592 с.
13. Хомерики О.К. Полупроводниковые преобразователи магнитного поля. — М.:Энергоатомиздат, 1986. — 136 с.
14. Schaumburg H. Sensoren. Band 3. B.G. Teubner Stuttgart: 1992.
15. Schaumburg H. (Hrsg.) Sensoranwendungen. Band 8. B.G. Teubner Stuttgart: 1995.
16. www.compel.ru
17. www.teko-com.ru
18. www.zolshar.ru
19. www.sensorica.ru
20. www.platan.ru
21. www.baumerelectric.com
22. www.endress.com
23. www.ifm-electronic.com
24. www.jumo.de
25. www.pepperl-fuchs.com
26. www.welotec.de
27. www.balluff.com
28. www.ege-elektronik.com
29. www.bannerengineering.com
30. www.sick.com
31. www.fraba.com
32. hlplanar.de
33. www.sensor.ru
34. www.terraelectronica.ru
35. www.turck.ru
36. www.megasensor.com
37. www.imrad.kiev.ua
38. www.trigla.kiev.ua
39. www.micronika.ru/docs/sensor

ГЛАВА 11

ДАТЧИКИ ТЕМПЕРАТУРЫ

11.1. Общие сведения

Температура — это статистически сформированная термодинамическая величина, которая характеризует уровень внутренней энергии тела. Носителями внутренней энергии являются атомы и молекулы тела, кинетическая энергия движения которых определяет температуру. В процессе соударения молекул происходит обмен их энергетических импульсов и выравнивания распределения энергий между ними, то есть устанавливается равновесное состояние, при котором все формы кинетической энергии молекул и атомов тела характеризуются одним значением температуры. Такую равновесную температуру называют ***термодинамической*** [1, 3, 6, 9, 10].

Термодинамическая температура входит в фундаментальные соотношения, которые определяют характер хода ряда физических процессов или связь с другими физическими величинами. Среди них [10]:

1. Уравнение состояния идеального газа — ***уравнение Клапейрона***:

$$\rho V = RT, \tag{11.1}$$

где ρ и V — соответственно, давление и объем газа; R — универсальная газовая постоянная.

2. Закон Кюри, который устанавливает зависимость магнитной восприимчивости парамагнетика от температуры:

$$\mu(T) = \frac{C}{T}, \tag{11.2}$$

где μ — магнитная восприимчивость парамагнитного вещества; C — постоянная Кюри.

3. ***Уравнение Найквиста***, которое определяет интенсивность тепловых флуктуаций напряжения (тепловых шумов) на концах проводника активного сопротивления R, который находится в состоянии теплового равновесия при абсолютной температуре Т:

$$\overline{U}_{кв} = 4kRT\Delta f, \tag{11.3}$$

где $\overline{U}_{кв}$ — среднеквадратическое значение напряжения на концах проводника с сопротивлением R; k — постоянная Больцмана, Δf — полоса частот, в пределах которой измеряют флуктуации напряжения.

4. ***Закон Планка***, который определяет свойства теплового излучения абсолютно черного тела для длины волны λ:

$$E^0_{\lambda T} = C_1\lambda^{-5}(e^{C_2/\lambda T} - 1)^{-1}, \tag{11.4}$$

где $E^0_{\lambda T}$ — спектральное свечение, Вт/м^2, C_1 и C_2 — постоянные коэффициенты.

5. Уравнение скорости распространения звука v в газообразной среде:

$$v = \sqrt{\gamma \frac{RT}{M}}, \tag{11.5}$$

где $\gamma = C_p / C_V$ отношение теплоемкостей газа при постоянном давлении и постоянном объеме; R — универсальная газовая постоянная; M — молярная масса газа.

Приведенные законы и уравнения составляют основу так называемой ***первичной термометрии***. Под первичной термометрией понимают термометрию, которую осуществляют с помощью термометра, уравнение состояния которого можно описать в явном виде без применения неизвестных коэффициентов, зависимых от температуры. Записав уравнение состояния системы, которую мы используем в качестве термометра, можно утверждать, что определенная таким образом температура будет в термодинамическом и численном согласовании с температурой, полученной при использовании любой другой системы и другого уравнения состояния. Примерами таких систем, пригодных для термометрии, могут быть газовые термометры, термометры полного излучения, шумовые термометры и т.п.

Температурные шкалы. Для многих экстенсивных физических величин процесс их измерения заключается в экспериментальном определении числового соотношения между значениями измеряемой величины и значением, условно принятым за единицу. Под термином «температурная шкала» понимают непрерывную совокупность чисел, линейно связанную с числовым значением какого-то точно измеряемого свойства, которое является однозначной и монотонной функцией температуры.

Фаренгейт (в 1715 г.), ***Реомюр*** (в 1776 г.) и ***Цельсий*** (в 1742 г.) при построении шкал базировались на предположении линейной связи между температурой T и термометрическими свойствами, такими как, например, расширение объема жидкости V, то есть $T = a + bV$, где a и b — постоянные коэффициенты.

Подставив в это уравнение $V = V_1$ при $T = T_1$ и $V = V_2$ при $T = T_2$, после преобразования получим уравнение температурной шкалы:

$$t = t_1 + \frac{t_2 - t_1}{V_2 - V_1}(V - V_1), \tag{11.6}$$

где $(t_2 - t_1)$ — главный интервал.

В шкалах Фаренгейта, Реомюра и Цельсия точка таяния льда T_1 отвечала соответственно +32,0 и 0 градусам, а точка кипения воды T_2 — 212,80 и 100 градусам. Главный интервал делится соответственно на $N = 180$, 80 и 100 равных частей, и $1/N$ часть каждого из интервалов называют градусом Фаренгейта — °F, градусом Реомюра — °R и градусом Цельсия — °C. Таким образом, для шкал, построенных по указанному принципу, градус не является единицей измерения, а являет собой единичный промежуток — масштаб шкалы.

Для пересчета температуры из одной указанной шкалы в другую используют соотношение

$$°C = °F - 273{,}15 = 1{,}25\ °R = 0{,}556(°F - 32). \tag{11.7}$$

Позже выяснилось, что показания термометров, которые имеют разные термометрические вещества (например, ртуть, спирт и другие), которые используют одно и то же термометрическое свойство и равномерную градусную шкалу, совпадают лишь в реперных точках, а в других точках показания имеют расхождения. Последнее особенно заметно при измерении температур, значения которых размещены вдалеке от главного интервала.

Указанное обстоятельство объясняется тем, что связь между температурой и термометрическим свойством в действительности нелинейна, и эта нелинейность разная для разных термометрических веществ. В том числе, в рассматриваемом случае нелинейность между температурой и изменением объема жидкости объясняется тем, что температурный коэффициент объемного расширения жидкости сам изменяется от температуры, и это изменение несколько разное для разных термометрических жидкостей.

На основе описанного принципа построения может быть получено любое количество температурных шкал, которые значительно отличаются между собой. Такие шкалы называют ***условными***, а масштабы этих шкал — условными градусами. Проблема создания температурной шкалы, которая не зависит от термометрических свойств, была решена Кельвином, а предложенная им шкала была названа термодинамической. В отличие от условных температурных шкал, термодинамическая температурная шкала является абсолютной.

Термодинамическая шкала температур базируется на использовании второго закона термодинамики. В соответствии с данным законом коэффициент полезного действия η тепловой машины, которая работает за обратным циклом Карно, определяется только температурами нагревателя $T_н$ и холодильника $T_х$ и не зависит от свойств рабочего вещества, то есть

$$\eta = \frac{T_н - T_х}{T_н} = \frac{Q_н - Q_х}{Q_н}, \tag{11.8}$$

где $Q_н$ и $Q_х$ — соответственно количество теплоты, которое получило рабочее вещество от нагревателя и отдано холодильнику.

Кельвином было предложено для определения температуры использовать соотношение

$$\frac{T_н}{T_х} = \frac{Q_н}{Q_х}. \tag{11.9}$$

Соответственно, используя один объект в качестве нагревателя, а второй — в качестве холодильника и осуществляя между ними цикл Карно, можно определить отношение температур объектов измерением отношения теплоты, взятой от одного объекта и переданной другому. Полученная шкала температур не зависит от свойств рабочего (термометрического) вещества и называется ***абсолютной шкалой*** температур. Чтобы абсолютная температура (а не только отношение) имела определенное значение, было предложено принять разницу термодинамических температур между точками кипения воды $T_{кв}$ и таянья $T_{тл}$ равной 100°. Целью принятия такого значения разницы было наследование числового выражения термодинамической температурной шкалы от стоградусной температурной шкалы Цельсия. Таким образом, помечая количество тепла, полученного от нагревателя (кипящая вода) и переданной холодильни-

ку (растаявший лед), соответственно через $Q_{кв}$ и $Q_{тл}$ и приняв $T_{кв} - T_{тл} = 100$, получим:

$$T_{кв} = \frac{Q_{кв}}{Q_{кв} - Q_{тл}} 100 \text{ и } T_{T_в} = \frac{Q_{тл}}{Q_{кв} - Q_{тл}} 100. \quad (11.10)$$

Для любой температуры T нагревателя при неизменном значении температуры $T_{тх}$ холодильника и количества тепла $Q_{тл}$, которое отдается ему рабочим веществом машины Карно, будем иметь

$$T = \frac{Q}{Q_{кв} - Q_0}. \quad (11.11)$$

Последнее выражение является уравнением стоградусной термодинамической шкалы температур и свидетельствует, что значение температуры T по данной шкале линейно связано с количеством тепла Q, полученного рабочим веществом тепловой машины при осуществлении ею цикла Карно, и, как следствие, не зависит от свойств термометрического вещества. За один градус термодинамической температуры принимают такую разницу между температурой тела и температурой таянья льда, при которой выполняемая за оборотным циклом Карно работа равняется 1/100 части работы, которая выполняется в цикле Карно между температурой кипения воды и таянья льда (при условии, что в обоих циклах количество тепла, которое отдается холодильнику, одинаково).

Из выражения для коэффициента полезного действия тепловой машины следует, что при максимальном значении $\eta = 1$ должна равняться нулю $T_х$. Эта наименьшая температура была названа Кельвином абсолютным нулем, который равняется $T = -273{,}15$ °C.

Температура таянья льда по абсолютной шкале составляет $T_0 = 273{,}15$ K.

Любая температура в абсолютной шкале Кельвина может быть определена как $T = 273{,}15\ K + t$ (где t — температура в °C). Необходимо отметить, что один Кельвин (1 K) отвечает одному градусу Цельсия (1 °C), поскольку обе шкалы базируются на одинаковых реперных точках.

Термодинамическая шкала температур, которая базируется на двух реперных точках (температура таянья льда и кипения воды), имеет недостаточную точность измерения. Практически трудно воспроизвести температуры указанных точек, поскольку они являются зависимыми от изменения давления, а также от незначительных примесей в воде. Кельвин выдвинул тезис о построении термодинамической шкалы температур по одной реперной точке.

Консультативный комитет по термометрии Международного комитета мер и весов в 1954 г. принял рекомендацию о переходе к определению термодинамической шкалы с использованием в качестве одной из реперных точек — тройной точки воды (точки равновесия воды в твердой, жидкой и газообразной фазах), которая легко воспроизводится в специальных сосудах с погрешностью, не большей 0,0001 K. Температура этого состояния воды (тройная точка воды) является ровной 273,16 *K*, то есть выше температуры точки топящего льда на 0,01 K. Такое число выбрано для того, чтобы значение температур по новой шкале практически не отличалось от старой шкалы Цельсия с двумя реперными точками. Второй реперной точкой является абсолютный

нуль, который экспериментально не реализуется, но имеет строго фиксированное значение.

В 1967 г. XIII Генеральная конференция по мерам и весам конкретизировала определение единицы термодинамической температуры в такой редакции: «Кельвин — 1/273,15 часть термодинамической температуры тройной точки воды». Термодинамическая температура может быть выражена также в градусах Цельсия:

$$°C = K - 273{,}15.$$

Использование второго закона термодинамики, предложенное Кельвином с целью установления понятия температуры и построения абсолютной термодинамической температурной шкалы, которая не зависит от свойств термометрического вещества, имеет большое теоретическое и практическое значение. Но реализация указанной шкалы с использованием в качестве термометра тепловой машины, которая работает по обратному циклу Карно, не может быть практически осуществлена.

Международная температурная шкала 1990г. (МТШ-90) принята Международным комитетом мер и весов на сессии в 1989 г. Эта шкала заменяет Международную практическую температурную шкалу 1968 г. (редакция в 1975 г.) и Временную температурную шкалу 1976 г. для диапазона от 0,5 до 30 К.

Единицей основной физической величины термодинамической температуры (Т) является Кельвин, определенный как 1/273,15 часть термодинамической температуры тройной точки воды.

Единицей температуры Цельсия является градус Цельсия (°С), который равняется Кельвину по определению. Разница температур выражается только в кельвинах.

МТШ-90 охватывает диапазон от 0,65 К до наивысшей температуры, практически доступной измерению в соответствии с законом излучения Планка для монохроматического излучения.

МТШ-90 базируется в некоторых определенных интервалах на фундаментальных физических зависимостях, а в других интервалах — на ряде хорошо воспроизводимых реперных точек, которым приписаны определенные значения температур. В интервалах между реперными точками температура определяется с помощью интерполяционных эталонных приборов и соответствующих интерполяционных формул. В каждом из диапазонов и поддиапазонов установлено свое определение температуры T_{90}. Некоторые из этих диапазонов перекрываются и там, где имеет место такое перекрытие, существуют разные определения T_{90}, причем эти определения эквивалентны, и ни одно из них не преобладает. При очень точных измерениях могут быть обнаружены расхождения между результатами измерений, выполненных при одной и той же температуре, но в соответствии с разными определениями T_{90}.

МТШ-90 построена таким образом, чтобы во всем диапазоне температур числовые значения T_{90} минимально отличались от наиболее точных значений T, полученных до 1990 года. В сравнении с прямыми измерениями термодинамических температур, измерения T_{90}, выполняются легче, точнее и с более высокой степенью воспроизводимости.

Основные разновидности методов и средств измерений температуры. Чаще всего приходится измерять средние и высокие температуры в интервале от –80

до 3000...3500 °С. В наше время в связи с бурным развитием техники низких температур — криогеники, что характеризуется не только важными научными открытиями, но и их широким практическим использованием, важное значение приобретают измерения низких температур от 1 до 273 К, а при создании плазмы — измерение сверхвысоких температур (до 10^{10} К и выше). Такой широкий диапазон измеряемых температур и разнообразие условий измерений обусловили большое количество методов и средств их измерений. В современном промышленном производстве преимущественно используются электрические средства измерений температуры, достоинства которых общеизвестны.

Электрические методы измерений температуры можно разделить на контактные и бесконтактные. ***При контактных методах*** используется первичный преобразователь (датчик), который в процессе измерения находится в непосредственном тепловом контакте со средой, температуру которой измеряют. Тепло от исследуемого объекта к чувствительному элементу преобразователя передается теплопроводностью и конвекцией.

Бесконтактный метод основывается на свойстве тел излучать тепловую энергию, за которой и определяют температуру исследуемого объекта.

Выбор того или иного метода и средств измерений определяется рядом факторов, а именно: значениями измеряемых температур, агрессивностью исследуемой среды и ее динамическими характеристиками, а также необходимой чувствительностью и точностью измерения. Часто эти факторы противоречивы, что усложняет выбор метода. Определяющим является, в первую очередь, диапазон измеряемых температур и необходимая точность измерения.

При конктактном методе измерений, когда первичный преобразователь помещается непосредственно в исследуемую среду, всегда наблюдается некоторое ***искажение температурного поля среды*** как следствие неоднородности теплофизических свойств среды и преобразователя, а также неточность превращения температуры среды в температуру преобразователя.

Степень искажения температурного поля зависит, в основном, от теплоемкостей исследуемой среды и преобразователя и является во многих случаях незначительной. Что же касается неточности (погрешности) воссоздания термопреобразователем температуры исследуемой среды, то она предопределена теплоотводом по элементам конструкции термопреобразователя, радиационным теплообменом, тепловой инерцией, а также такими внутренними источниками энергии, как нагревание чувствительного элемента термопреобразователя измерительным током, и может достигать достаточно больших значений. Уменьшить эти погрешности можно, правильно выбрав конструкцию преобразователя и соответствующий метод установки его на исследуемый объект. В частности, для уменьшения погрешностей от теплоотвода конструкционные элементы преобразователя изготавливают из материалов с малой теплопроводимостью, а отношения длины преобразователя к его диаметру выбирают сравнительно большими (7: 1; 10:1). Должен быть обеспечен тепловой контакт между чувствительным элементом преобразователя и исследуемой средой.

При бесконтактных методах измерений чувствительный элемент преобразователя находится вне исследуемого объекта, который исключает искажение температурного поля объекта и дает возможность измерять температуру объектов малой теплоемкости. Основное же применение бесконтактных методов —

это измерение высоких температур. Основными источниками погрешностей бесконтактных измерителей является зависимость излучательной способности от состояния поверхности исследуемого тела и других его свойств, влияние посторонних излучений, теплопоглощающая способность элементов преобразователя и др. [11].

Основными разновидностями первичных преобразователей температуры являются: терморезистивные (проводниковые и полупроводниковые), термоэлектрические, акустические, пирометрические, квадрупольные ядерные, пьезоэлектрические преобразователи [1, 3, 4, 18-21].

11.2. Терморезистивные преобразователи температуры

Терморезисторы — это резистивные элементы, изготовленные из проводникового или полупроводникового материала с положительным или отрицательным температурным коэффициентом сопротивления (ТКС). Принцип действия терморезисторов основывается на зависимости их сопротивления от температуры.

Терморезисторы на основе металлов. Для создания терморезисторов используют материалы, которые имеют стабильный ТКС, воспроизводимость электрического сопротивления при данной температуре, большое удельное сопротивление, стабильные химические и физические свойства при нагревании, инертные к влиянию исследуемой среды.

Из проводниковых материалов широко применяется платина, медь, никель. Среди них выделяется ***платина***. Этот благородный металл даже при высоких температурах в окислительной среде не изменяет своих физических и химических свойств. Температурный коэффициент сопротивления в диапазоне 0...100 °С имеет приблизительно 1/273 K^{-1}, удельное сопротивление при 20 °С равняется 0,105 Ом $мм^2$/м, интервал температур достигает –260... ...+1300 °С.

Температурная зависимость сопротивления платины в диапазоне 0...650 °С описывается уравнением

$$R_T = R_0(1 + AT + BT^2), \qquad (11.12)$$

где R_T, R_0 — сопротивления преобразователя при температуре T °С и 0 °С; A и B — постоянные коэффициенты (для платинового провода, который применяется в промышленных термопреобразователях температуры,

$$A = 3{,}9702 \cdot 10^{-3}\,1/K,\ B = -5{,}8893 \cdot 10^{-7}\ 1/K.$$

В интервале температур -250...0 °С зависимость сопротивления платины от температуры имеет вид:

$$R_T = R_0[1 + AT + BT^2 + C(T - 100)^3], \qquad (11.13)$$

где C = –4,356 10 1/K — постоянный коэффициент.

В интервале температур от –200 до +650 °С приведенные зависимости являются точной аппроксимацией функции преобразования платиновых преобразователей температуры, в результате чего их используют в качестве эталон-

ных для воссоздания Международной температурной шкалы. К недостаткам платиновых преобразователей температуры принадлежат достаточно высокая загрязняемость платины при высоких температурах парами металлов (особенно кремния и железа), сравнительно невысокая химическая стойкость в восстановительной среде, в результате чего она становится хрупкой, теряет стабильность характеристик.

Медь широко применяется в преобразователях температуры в интервале –40...+180 °С. Температурный коэффициент сопротивления меди $\alpha_T = 1/234{,}7\text{K}^{-1}$, зависимость электрического сопротивления от температуры — линейная:

$$R_T = R_0(1 + \alpha_T T). \qquad (11.14)$$

К недостаткам медных преобразователей температуры принадлежат высокая окисляемость меди при нагревании, поэтому терморезисторы из меди применяются в указанном, сравнительно узком, диапазоне температур в средах с низкой влажностью и при отсутствии агрессивных газов. Кроме платины и меди для чувствительных элементов термопреобразователей температуры применяют никель, вольфрам и другие чистые металлы (табл. 11.1).

Таблица 11.1. Некоторые физические свойства материалов терморезистивных преобразователей (при 20 °С)

Материал	ТКС $\times 10^{-3}$/°С	Удельное сопротивление, Ом мм^2 /м	Температура плавления, °С	Термо-ЭДС в паре с медью, мкВ/°С
Платина	3,91	0,105	1773	7,5
Медь	4,28	0,017	1083	0
Никель	6,3-6,6	0,068	1455	22,5
Вольфрам	4,82	0,055	3410	0,5
Молибден	4,57	0,052	2630	
Рений	3,11	0,211	3170	
Родий	4,57	0,047	1960	
Графит	0,02	46,0	3870	
Платинородий	1,21	0,160	1900	

Никель — химически стойкий материал даже при высоких температурах, но имеет сложную зависимость сопротивления от температуры и невысокую ее воспроизводимость. В интервале температур (–50...+180) °С температурная зависимость сопротивления такова:

$$R_T = R_0(1 + AT + BT^2 + CT^3), \qquad (11.15)$$

где $A = 0{,}00547$ 1/К, $B = 0{,}639 \times 10^{-5}$ 1/К; $C = 0{,}69 \times 10^{-8}$ 1/К — постоянные коэффициенты.

Тугоплавкие металлы — вольфрам, молибден, тантал и ниобий — имеют ограниченное применение. Влияние рекристаллизации и роста зерен в результате действия температуры делает чувствительный элемент из этих материалов хрупким и потому чувствительным к механическим вибрациям.

Наиболее распространенными являются терморезистивные преобразователи с платиновыми и медными чувствительными элементами. Первые предназначены для преобразования температуры в интервале от –260 до +1000 °С, вторые — от –200 до +200 °С.

Стандартами на терморезистивные преобразователи нормируются пределы допустимых отклонений номинальных статических характеристик (НСХ), допустимые отклонения сопротивления R_0 при температуре 0 °С в процентах от номинального значения, а также допустимые отклонения отношений W_{100} сопротивления R_{100} при 100 °С к сопротивлению R_0 при 0 °С (табл. 11.2).

Таблица 11.2. Основные характеристики терморезистивных преобразователей температуры

Тип преобразователя	Диапазон измеряемых температур, ˚С	Класс допуска	Границы допустимого отклонения НСХ, ˚С
Платиновый ТСП 1П (R_0 = 1 Ом) 10П (R_0 = 10 Ом) 50П (R_0 = 50 Ом) 100П (R_0 = 100 Ом) 500П (R_0 = 500 Ом)	–260...+850 (–200...+1100)	A B C	±(0,15 + 0,002 |t|) от –200 до 850 ±(0,3 + 0,005 |t|) от –200 до 1100 ±(0,6 + 0,008 |t|) от –100 до +300 от 850 до 1100
Медный ТСМ 10М (R_0 = 10 Ом) 50М (R_0 = 50 Ом) 100М (R_0 = 100 Ом)	–200...+200	A B C	±(0,15 + 0,002 |t|) от –50 до +120 ±(0,25 + 0,0035 |t|) от –200 до +200 ±(0,5 + 0,0065 |t|) от –200 до +200
Никелевый ТСН 100Н (R_0 = 100 Ом)	–60...+180	C	±(0,3 + 0,0165 |t|) от –60 до 0 ±(0,3 + 0,008 |t|) от 0 до 180

Основными источниками погрешностей терморезистивных преобразователей температуры является неточность подгонки R_0 и отклонение W_{100} от номинального, а также нестабильность этих параметров во время эксплуатации, причем изменения значения R_0 и R_{100} от длительности работы зависят также от измеряемой температуры [8, 11].

Нестабильность терморезистивных преобразователей объясняется изменением значений R_0 и W_{100} в результате загрязнения чувствительного элемента конструкционными материалами. Погрешности, которые возникают за счет изменения R_0 и W_{100}, имеют разные знаки, поэтому происходит их частичная компенсация.

Конструкции чувствительных элементов терморезистивных преобразователей температуры в зависимости от пределов измеряемых температур, условий эксплуатации, и т.п., очень разнообразные.

На рис. 11.1, *а* показана конструкция платинового терморезистивного преобразователя температуры, которая не имеет специальной защитной арматуры. Чувствительный элемент 1 такого преобразователя выполнен из ленточной платины, навитой на трубчатый изоляционный каркас 2 из специального стекла. Для защиты от механических повреждений чувствительный элемент покрыт внешней изоляцией 3. Преобразователь предназначен для измерений относительно невысоких температур, поскольку при высоких температурах значительно ухудшаются изоляционные свойства стекла, а тепловое расширение стеклоизоляции при ее нагревании приводит к нежелательным механическим напряжениям.

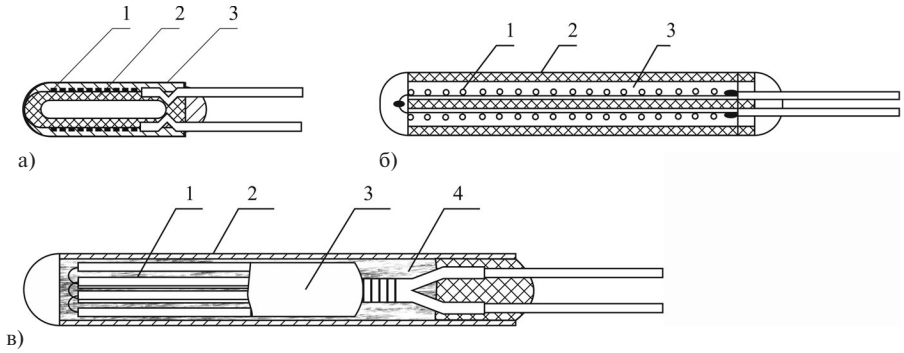


Рис. 11.1. Конструкции чувствительных элементов терморезистивных преобразователей

Чувствительный элемент платинового терморезистивного преобразователя температуры (рис. 11.1, *б*) имеет вид спирали *1*, размещенной в канавках двух- или четырехканального керамического каркаса *2*, уплотненной порошкообразным окислом алюминия *3*. Окисел алюминия является хорошим электрическим изолятором, имеет большую теплостойкость и хорошую теплопроводность, а также ингибиторные свойства. Платиновая спираль к каркасу крепится с помощью глазури на основе окислов алюминия и кремния.

Чувствительный элемент медного термопреобразователя сопротивления — бескаркасная обмотка *1* из медного изолированного провода (рис. 11.1, *в*), сверху покрытая фторопластовой пленкой *3*. Для обеспечения необходимой механической прочности обмотка помещается в тонкостенную металлическую гильзу *2*, засыпается керамическим порошком *4* и герметизируется.

На рис. 11.2 показаны две конструктивные разновидности стержневого погружаемого терморезистивного преобразователя. Для защиты от влияния внешних механических факторов чувствительный элемент *1* помещают в защитную арматуру *2* (обычно из нержавеющей стали). Для крепления преобразователя на объекте измерения предусмотрен подвижный или неподвижный штуцер *3*. Выводы чувствительного элемента выносят на клеммную колодку головки преобразователя (рис. 11.2, *а*), а в преобразователях без головки (рис. 11.2, *б*) они заканчиваются контактными наконечниками.

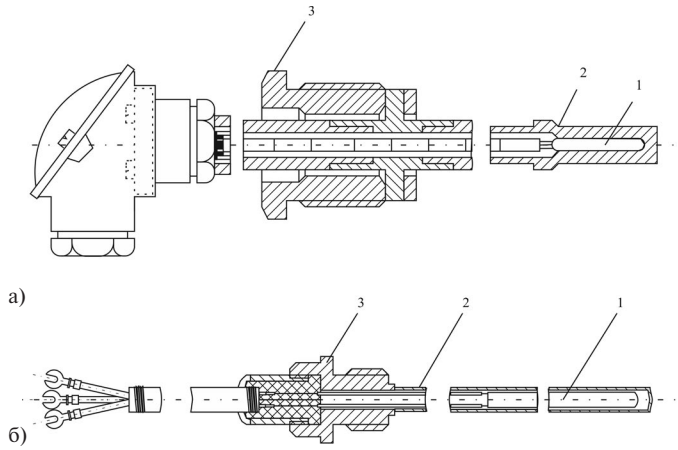


Рис. 11.2. Разновидности промышленных терморезистивных датчиков температуры

Кроме погружаемых выпускаются также терморезистивные преобразователи температуры специального назначения, например, для измерения температуры оборотных поверхностей и др. [8].

Металлопленочные терморезисторы. Использование *тонкопленочной* технологии в производстве терморезисторов открывает новые возможности, позволяет получить разные пленочные материалы с заданными свойствами, упрощает технологию изготовления термопреобразователей на их основе. Напыление в вакууме позволяет получить пленочные структуры металл—диэлектрик—металл непосредственно на измеряемой поверхности, которая уменьшает погрешность измерений из-за несовершенства теплового контакта чувствительного элемента с поверхностью, температуру которой измеряют.

В табл. 11.3 приведены основные характеристики некоторых металлопленочных терморезисторов [11].

Таблица 11.3. Основные характеристики металлопленочных терморезисторов

Материал терморезистора	Удельное сопротивления, Ом·см	Температурный коэффициент сопротивления, 1/°С	Температурный диапазон, °С	Подкладка
Медь	$1{,}72 \cdot 10^{-6}$	$4{,}3 \cdot 10^{-6}$	—50...+200	ВСС
Хром	$12{,}9 \cdot 10^{-6}$	$3{,}4 \cdot 10^{-6}$	30...+150	SiO_2
Молибден	$5{,}7 \cdot 10^{-6}$	$3{,}0 \cdot 10^{-6}$	—200...+200	керамика
Платина	$10{,}6 \cdot 10^{-6}$	$3{,}3 \cdot 10^{-6}$	—60...+350	корунд, стекло, керамика
Никель	$7{,}24 \cdot 10^{-6}$	$4{,}4 \cdot 10^{-6}$		Si_3N_4, SiO_2
Ni—Fe	$35{,}0 \cdot 10^{-6}$	$3{,}8 \cdot 10^{-6}$		SiO_2
Висмут*		$4{,}7 \cdot 10^{-6}$	0...—100	$SiO—Al_2O_3$

*На основании пленок висмута созданы металлопленочные терморезисторы с отрицательным значением ТКС = $-(2{,}8...3{,}0) \cdot 10^{-6}$1/°С в интервале температур (0...100) °С.

ТКС и его стабильность в зависимости от длительности работы определяются преимущественно материалом терморезистора и условиями его осаждения. Для большинства чистых металлов ТКС лежит в пределах (3...7) 10^{-6} 1/°С. На практике широко используют металлопленочные терморезисторы из платины, меди и никеля. Они имеют наилучшую стабильность, нечувствительны к давлению, влажности, магнитному полю.

Температурный коэффициент сопротивления тонкопленочных терморезисторов меньше, а температурный диапазон уже, чем в соответствующих проволочных. Причиной такого ограничения является разница в значениях температурного коэффициента линейного расширения основы и металлической пленки, которая вызывает пластическую деформацию пленки при достаточно стремительном повышении или снижении температуры.

Во избежание этого нежелательного явления используют многослойные структуры, которые содержат, кроме термочувствительного, еще и ряд промежуточных слоев, которые обеспечивают крепкий механический контакт. Для стабилизации электрофизических свойств пленочных терморезисторов осуществляют термическое старение в вакууме в условиях циклического изменения температуры.

Как материал пленочных терморезисторов часто применяют сплавы Ni-Fe и Ni-Co. Например, пермаллой (Ni 80% — Fe 20%) имеет температурный коэффициент сопротивления почти такой же, как у платины, его максимальное значение наблюдается при толщинах пленки от 80 до 160 нм, а у платины — при 350 нм. Соответственно, использование пермаллоя вместо платины дает возможность существенно уменьшить площадь терморезистора.

Полупроводниковые терморезистивные преобразователи. В настоящее время широко используются полупроводниковые терморезистивные преобразователи температуры [2, 4-7, 12-15]. Преимуществами полупроводниковых термопреобразователей являются их малые габариты, незначительная инерционность. Однако они уступают проводниковым в точности. Существуют две группы полупроводниковых терморезисторов: ***с отрицательным температурным коэффициентом сопротивления (термисторы NTC)*** и с ***положительным ТКС (позисторы, PTC)***. В основном используются терморезисторы с отрицательным ТКС, значение которого может равняться (2...6) % /К.

Термисторы. Термисторы изготовляются из порошков окислов Mn, Fe, Ni, Cu, Ti, Zn, Co. После тепловой обработки и старения термисторы металлизируются на поверхности, создаются сопротивления, напаиваются металлические выводы, и вся конструкция фиксируется пластмассой или стеклом. При температуре 20 °С сопротивление термисторов составляет от нескольких кОм до приблизительно 40 МОм.

Возможность создания терморезисторов очень малых размеров позволяет уменьшить влияние термопреобразователя на температурное поле исследуемого объекта, улучшить динамические характеристики процесса измерения. Границы стабильной работы полупроводниковых термисторов находятся в диапазоне (–100 ... +400) ^{0}С, относительная погрешность составляет (0,2 ... 1,0)% от диапазона преобразований.

Кроме малых габаритов полупроводниковые термисторы отличаются от металлических термопреобразователей высокой чувствительностью (высоким

ТКС). Однако, температурный коэффициент сопротивления термистора не является постоянной величиной, он уменьшается обратно пропорционально квадрату абсолютной температуры. Температурная зависимость сопротивления термистора описывается выражением

$$R_T = R_0 \, e^{b\left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_0}\right)}, \tag{11.16}$$

где R_0 — номинальное сопротивление (при температуре T_0), b — постоянный коэффициент, значение которого зависит от свойств материала и имеет размерность электрического сопротивления.

Эту зависимость обычно записывают в виде

$$R_T = K_0 \, e^{b/T}, \tag{11.17}$$

где $K_0 = R_0 \, e^{-b/T_0}$ — постоянный коэффициент, имеющий размерность электического сопротивления.

Для сравнения на рис. 11.3 приведены температурные зависимости сопротивления термистора с R_0 = 50 кОм (кривая 1) и платинового терморезистора, номинальное сопротивление которого R_0 = 1000 *Ом* (кривая 2).

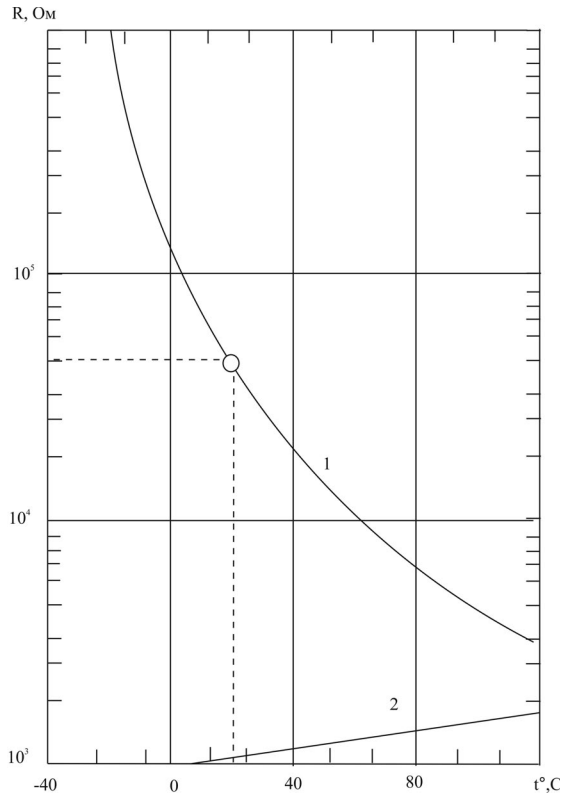


Рис. 11.3. Температурная зависимость сопротивления термистора *1* и платинового терморезистора *2*

Конструктивно терморезистивные преобразователи температуры с чувствительными элементами из термисторов могут изготавливаться самой разнообразной формы в зависимости от назначения, места его установки на исследуемом объекте.

На рис. 11.4 показана конструкция термисторных преобразователей температуры: термопреобразователя погружения и поверхностного термопреобразователя. Термисторы *1* расположены в цилиндрических корпусах *3* из коррозионностойкой стали с низкой теплопроводностью. Наконечник *2* термопреобразователя (рис. 11.4, *а*) и контактная поверхность поверхностного термопреобразователя (рис. 11.4, *б*) изготовлены из материала с высокой теплопроводностью (преимущественно — серебра). Внутренняя полость заполнена порошком оксида кремния, что обеспечивает малую погрешность, которая связана с теплопроводностью.

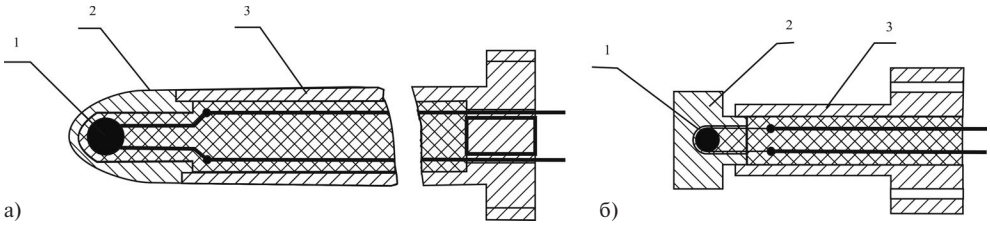


Рис. 11.4. Конструкции термисторных преобразователей температуры

На современном этапе широкое использование получили полупроводниковые терморезисторы на основании нитевидных кристаллов (НК) таких популярных полупроводников, как кремний и германий и их соединений. Они характеризуются температурной чувствительностью, которая не хуже, чем у термисторов, а их положительный ТКС находится в границах (2...5) %/К. Вследствие миниатюрных размеров (нитевидные монокристаллические элементы могут изготавливаться диаметром в несколько микрон и даже долей микрона) они практически безынерционны.

На рис. 11.5 показаны две конструкции измерительных преобразователей температуры, у которых чувствительными элементами являются нитевидные кристаллы Si—Ge. Чувствительный элемент измерительного преобразователя температуры поверхности (рис. 11.5, *а*) расположен у истонченной торцевой

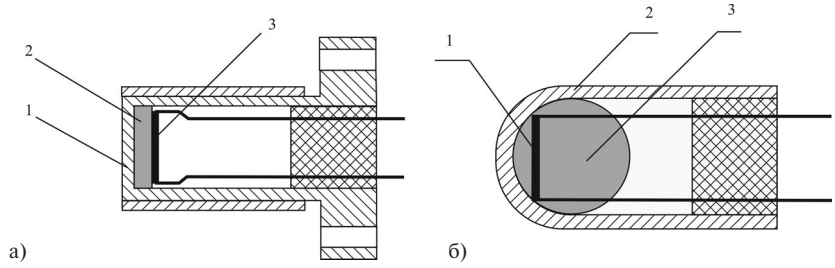


Рис. 11.5. Термопреобразователи с чувствительным элементом на основе НК Si-Ge

части корпуса *1*, изготовленной из материала повышенной теплопроводности, и находится с ней в надежном тепловом контакте. Измеряемая температура воспринимается торцевой частью корпуса и через тонкий слой теплопроводной пасты *2* передается терморезистору *3*. Такие преобразователи температуры удобны в эксплуатации, легко заменимы и надежны. На рис. 11.5, *б* приведена конструкция термопреобразователя погружения, чувствительный элемент *1* которого из НК Si—Ge размещен в защитном корпусе *2* и уплотнен теплопроводной пастой *3* (в некоторых конструкциях чувствительный элемент крепится к корпусу стеклянной пайкой).

Такие миниатюрные преобразователи температуры (массой ≈ 0,5 г) характеризуются диапазоном измеряемых температур (20...120) °С, или (–50... + 50) °С, сопротивление при 20 °С от 0,5 кОм до 1,0 кОм, погрешность преобразования 0,5%, тепловая инерционность (0,1...0,3) с.

Позисторы. Позисторы — это терморезисторы с положительным температурным коэффициентом сопротивления. Обычно позисторы изготовляют на основе керамики из титаната бария. Титанат бария $BaTiO_3$ — материал с удельным сопротивлением при комнатной температуре (10^{10}...10^{12}) Ом·см, что значительно превышает удельное сопротивление полупроводников. Прибавка к составу керамики из титаната бария добавок редкоземельных материалов (лантана, церия и др.) или других элементов (ниобия, тантала, сурьмы, висмута) позволяет уменьшить удельное сопротивление до (10...100) Ом·см, что соответствует удельному сопротивлению полупроводниковых материалов.

11.3. Термоэлектрические преобразователи температуры

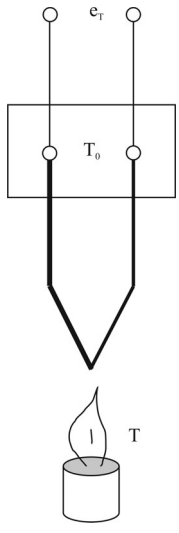


Рис. 11.6. Термоэлектрический преобразователь температуры

Принцип действия термоэлектрического преобразователя (термопары) основан на использовании термоэлектрического эффекта Зеебека (1823), суть которого заключается в возникновении термоЭДС в цепи, которая состоит из двух разнородных проводников (или полупроводников), которые называют термоэлектродами. Если температура T места соединения электродов (так называемого рабочего или горячего спая) и температура T_0 свободных (холодных) концов разные (рис. 11.6), то значение возникающей термоЭДС является функцией разницы температуры, а при постоянной температуре T_0 = Const — функцией температуры T

$$e_T = F(T - T_0). \qquad (11.18)$$

Значение и характер зависимости термоЭДС от температуры T определяются как разницей температур $T - T_0$, так и термоэлектрическими свойствами термоэлектродов, которые образуют термопару.

Для сравнения термоэлектрических свойств материалов создана платиновая нормаль, относительно которой определяются термоЭДС других материалов. В справочной литературе приводят значение термоЭДС, которые развиваются наиболее распространенными термоэлектродными материалами относительно платины при температуре рабочего спая T = 100 °С и температуре свободных концов T_0 = 0 °С (табл. 11.4) [8, 11].

Таблица 11.4. ТермоЭДС некоторых металлов и сплавов относительно платины при температуре 100 °С и опорной температуре 0 °С

Металл	ТермоЭДС, *мВ*	Металл	ТермоЭДС, *мВ*	Металл	ТермоЭДС, *мВ*
Копель	-4,0	Олово	+0,44	Манганин	+0,76
Константан	-3,4	Иридий	+0,65	Золото	+078
Никель	-1,48	Родий	+0,70	Вольфрам	+1,12
Кобальт	-1,33	Серебро	+0,74	Железо	+ 1,98
Платина	0	Цинк	+0,76	Хромель	+2,96
Платино-родий (90% Pt)	+0,64	Медь	+0,76	Никель-хром (90% Ni)	+2,81

Приведенные в табл. 11.4 данные дают возможность определить термоЭДС термоэлектрического преобразователя (составленного из любой пары термоэлектродов) как алгебраическую разницу значений термоЭДС, которые развиваются соответствующими термоэлектродными материалами в паре с платиной. Поскольку зависимость термоЭДС от температуры в широком диапазоне температур преимущественно нелинейная, то данные таблицы нельзя распространять на более высокие температуры. Нужно также иметь в виду, что термоЭДС, которые развиваются электродами, в значительной мере зависят от наименьших примесей, механической и химической обработки (закалка, отжиг и т.п.).

На рис. 11.7 приведены термоЭДС некоторых материалов относительно платины как функция температуры при температуре свободных концов Т = 0 °С [8].

В зависимости от назначения термоэлектрические преобразователи разделяются на погружаемые, которые предназначены для измерения температуры газообразных и жидких сред, и поверхностные для измерения температуры поверхности твердого тела. В зависимости от инерционности они делятся на малоинерционные, тепловая инерция которых не превышает 5 с для погружных и 10 с для поверхностных, средней инерционности — соответственно не более чем 60 и 120 с и большой инерционности — 180 и до 300 с.

Существование многих разновидностей конструкций термоэлектрических преобразователей температуры объясняется тем обстоятельством, что они разрабатывались в разное время многими предприятиями и для самых разнообразных отраслей промышленности. Сегодня созданы и внедряются унифицированные типы конструкций термопреобразователей температуры, которые отличаются универсальностью и технологичностью.

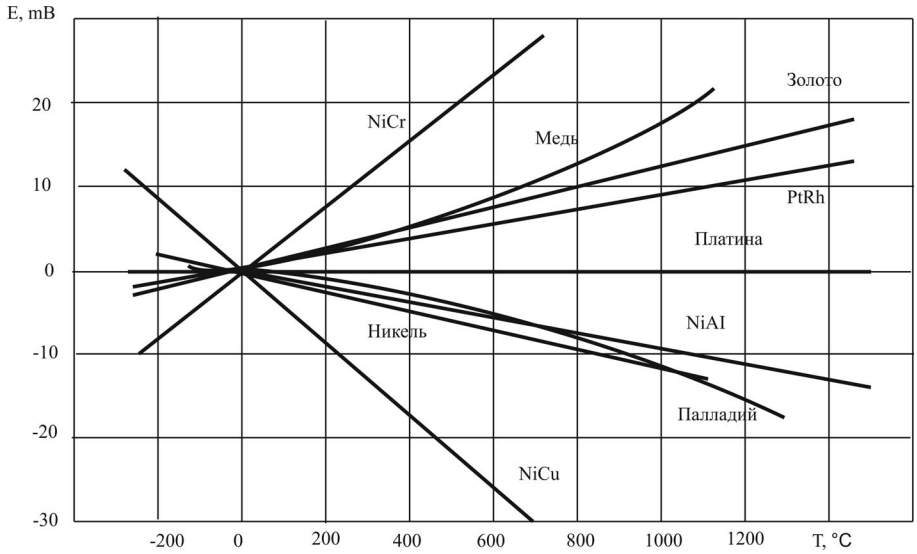


Рис. 11.7. ТермоЭДС металлов и сплавов относительно платины как функция от температуры

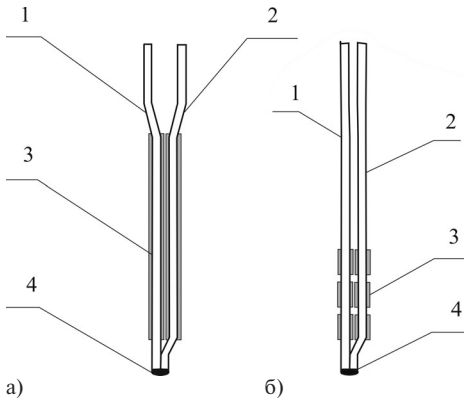


Рис. 11.8. Разновидности термопар из неблагородных металлов

На рис. 11.8 приведены конструкции термопар из неблагородных металлов, электроды *1* и *2* которых выполнены из пар медь—меднониклевый сплав или железо—меднониклевый сплав. Концы *4* термоэлектродов соединены сваркой, электроды изолированы один от другого фарфоровой изоляционной трубкой *3* или фарфоровыми бусами. Термопары не имеют защитной арматуры.

Рис. 11.9 демонстрирует конструкции промышленных термопреобразователей из благородных металлов в защитной арматуре. Термоэлектроды *1* и *2* соединяют в рабочем конце *3* по большей части сваркой после предварительного их скручивания. Применяют также пайку термоэлектродов серебряным или оловянным припоем в зависимости от верхнего предела измеряемой температуры. Тугоплавкие термоэлектроды вольфрамрениевых и других преобразователей часто соединяют лишь скручиванием, поскольку при очень высоких температурах пленка окисла на электродах не создает большого электрического сопротивления.

По всей длине термопреобразователя термоэлектроды изолированы один от другого. Если верхний предел преобразования термопреобразователя не превышает 100...120 °С, то можно использовать любой изоляционный материал. Если верхний предел превращения более высок, используют фарфоровые

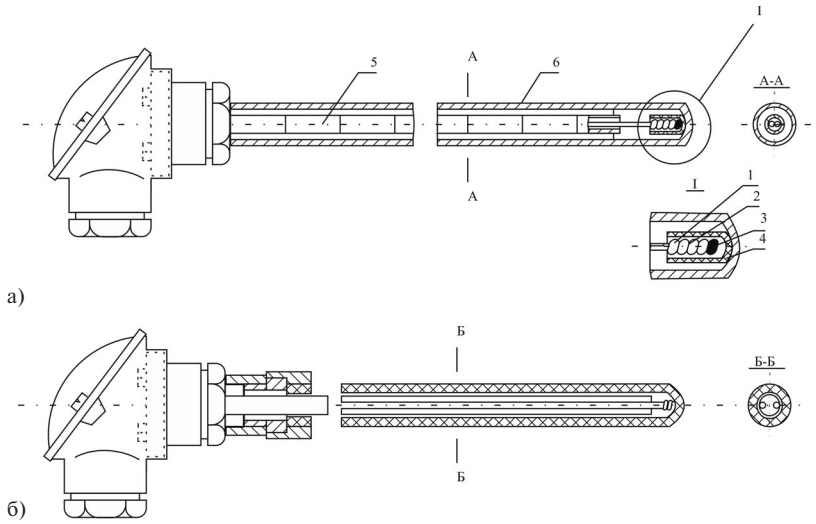


Рис. 11.9. Разновидности термоэлектрических преобразователей температуры

одно- или двухканальные трубки и бусы 5 (рис. 11.9, *а*). Поскольку при температурах выше 1300 °С у фарфора значительно ухудшаются электроизоляционные свойства, то для преобразователей для более высоких температур применяют изоляционные трубки из окислов алюминия (алунда), магния, бериллия, двуокисей тория, циркония, нитрида бора. Рабочий конец чувствительного элемента помещают в электроизоляционный наконечник 4, засыпают керамическим порошком и герметизируют. Свободные концы термоэлектродов подводят к клеммам контактной колодки.

В зависимости от верхнего предела преобразования и агрессивности среды защитная арматура может быть сделана из нержавеющей стали, окисла алюминия, карбида кремния. В термопреобразователях с защитной арматурой, сделанной из изоляционного материала (рис. 11.9, *б*), рабочий конец чувствительного элемента прикасается непосредственно к стенке защитной арматуры (электроизоляционный наконечник отсутствует).

Нужно отметить, что в последнее время чувствительные элементы термоэлектрических преобразователей температуры начали изготовлять из специального термоэлектродного кабеля КТМС. КТМС представляет собой два термоэлектродных провода, которые вставлены в защитную трубку и засыпаны порошком изоляционного материала. Такие чувствительные элементы более технологичны и имеют сравнительно низкую инерционность [8].

Причинами погрешностей термоэлектрических преобразователей температуры является неоднородность материалов термоэлектродов, изменения температуры свободных концов, шунтирующее влияние сопротивления межэлектродной изоляции, изменение свойств термоэлектродов во времени и т.п.

Стандартом нормируется лишь погрешность градуирования. В то же время другие ее составляющие могут существенно влиять на результат измерения температуры. Особенно существенными могут оказаться погрешности, вызванные изменением свойств термоэлектродов во времени, загрязнением тер-

моэлектродов в зоне градиента температур примесями окружающей среды или защитных оболочек, изменением процентного соотношения между компонентами термоэлектродов в результате испарения некоторых компонентов. Этих погрешностей можно избежать, лишь определив действительную функцию преобразования и внеся поправки.

Погрешность от изменения температуры свободных концов уменьшают ее термостабилизацией или автоматическим введением поправок, а погрешность от шунтирующего действия сопротивления межэлектродной изоляции — подбором соответствующих изоляционных материалов.

Для измерения температур в пределах (-200...+2800) °С используются стандартные технические термопреобразователи температуры (табл. 11.5).

Таблица 11.5. Основные показатели некоторых термоэлектрических преобразователей

Тип преобразователя	Диапазон измеряемых температур, ℃	Граница допустимого отклонения НСХ, ℃
Платинородий-платина ТПП10 иТПП13 Класс 1	0...1 300(1 600)	±1 от 0 до 1100 °С включительно ±[1+0,003(t- 1100)] более 1100 до 1600 °С включительно
Платинородий-платинородий ТПР Класс 2	600... 1700	±0,0025 |t| от 600 до 1700 °С включительно
Хромель-алюмель ТХА Класс 1 Класс 2	–200...+1 200	±1,5 от -40 до 375 °С включительно ±0,004 |t| более 375 до 1 000 °С включительно ±2,5 от -40 до 333 °С включительно ±0,0075 |t| более 333 до 1 200 °С включительно
Хромель-копель ТХК Класс 2 Класс 3	-200...+800	±2,5 от -40 до 300 °С включительно ±0,0075 |t| более 300 до 800 °С включительно ±0,015 |tj от -200 до -100 °С включительно ±2,5 более -100 до +100 °С включительно
Вольфрамрений-вольфрамрений (А-1.А-2, А-3) Класс 2 Класс 3	0...2500	±0,005 |t| более 1000 до 2500 °С включительно ±0,007|t| более 1000 до 2500 °С включительно в ТУ на ТП конкретного типа от 0 до 1000 °С

Измерительные цепи. Простейшая измерительная цепь термометра с термоэлектрическим преобразователем изображена на рис. 11.10, *а*. При условии, что температура T_0 свободных концов термопары будет неизменной и сопротивление всей измерительной цепи также неизменно, показания милливольтметра будут определяться значениями измеряемой температуры *Тх*.

Для уменьшения зависимости показаний прибора от сопротивления измерительной цепи пытаются соблюсти условие

$$R_{mv} >> R_T + 2R_Л,$$

действительно

$$U_{mv} = I_{mv} R_{mv} = \frac{e_T}{R_{mv} + 2R_Л + R_T} R_{mv},$$

а погрешность, которая вносится внешним (относительно вольтметра) сопротивлением измерительной цепи, будет:

$$\delta_M = \frac{R_T + 2R_Л}{R_{mv}} 100\%.$$

Например, если сопротивление милливольтметра составляет 300 Ом, то для получения погрешности $\delta_M < 1$ % сопротивление $R_T + 2R_Л$ не должно превышать 3 Ом.

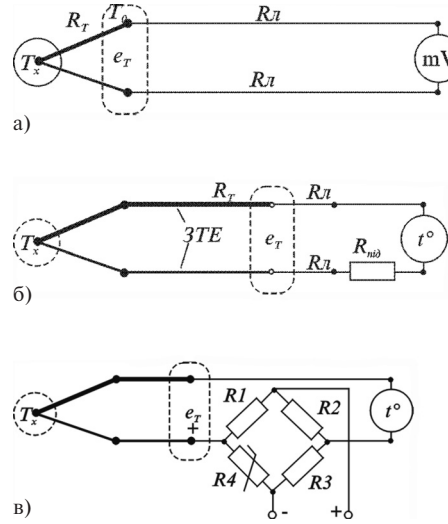


Рис. 11.10. Измерительные цепи термоэлектрических преобразователей

Нужно также отметить, что поскольку функция преобразования термоэлектрического преобразователя в целом нелинейна, то для перевода показаний милливольтметра в значение измеряемой температуры необходимо пользоваться градуировочной таблицей (характеристикой) термоэлектрического преобразователя.

Если милливольтметр является составной частью термометра и его шкала проградуирована в единицах измеряемой температуры, то нелинейность функции преобразования термопреобразователя может быть учтена в шкале прибора, которая соответственно также будет нелинейной.

Обязательным условием, которого необходимо придерживаться при измерении такими приборами, является обеспечение сопротивления $R_{сум}$ всей измерительной цепи прибора, его градуировочному значению, то есть такому значению $R_{град}$, при котором градуировался прибор. Для подгонки сопротивления цепи используется дополнительный резистор $R_{под}$ (рис. 11.10, *б*).

В этом случае сопротивление внешней цепи не будет причиной погрешности. Возникновение погрешностей будет предопределяться лишь отклонениям суммарного сопротивления от градуировочного значения и вызываться, например, изменением сопротивления линии в результате изменения температуры окружающей среды. При этом

$$\delta_M = \frac{R_{сум} - R_{град}}{R_{град}} 100\%. \qquad (11.19)$$

Причиной погрешностей измерения температуры может быть также несоответствие температуры свободных концов термопреобразователя градуировочному значению. Градуировочные характеристики термоэлектрических преобразователей составлены для определенной температуры свободных концов (обычно 0 °С). Если температура свободных концов не равняется градуировочной, то необходимо вводить поправку на изменение термоЭДС относительно градуировочного значения.

Один из способов устранения погрешности от изменения температуры свободных концов есть их термостатирование. Поскольку термостатировать головку термоэлектрического преобразователя, где заканчиваются термоэлектроды (их свободные концы), практически невозможно, то необходимо продлить электроды термоэлектрического преобразователя, не искажая его термоЭДС с тем, чтобы отвести свободные концы в такое место, где будет удобно их термостатировать. Удлинительные термоэлектродные провода УП (рис. 11.10, *б*) производят не из тех же дорогих металлов, что и основные термоэлектроды. Однако они должны быть термоэлектрически идентичными с соответствующими электродами основной термопары, чтобы устранить возникновение паразитных термоЭДС. Например, для термопары платинородий-платина применяют удлинительные провода из меди и сплава ТП. Для термопары хромель-алюмель применяют провода из меди и константана.

В промышленных условиях для введения коррекции от изменения температуры свободных концов на показания прибора обычно используют устройства автоматического введения поправок. Таким устройством может быть мостовая цепь (рис. 11.10, *в*), которая состоит из температуронезависимых манганиновых сопротивлений R_1 R_2 и R_3 и сопротивления R_4 из меди или никеля, которое изменяет свое сопротивление в зависимости от температуры. Если температура термозависимого резистора, как и температура свободных концов термопары, будет равняться, например, 0 °С, то мост должен находиться в равновесии. При отклонении этой температуры от 0 °С вызванное этим изменением температуры изменение термоЭДС термопары будет компенсироваться напряжением разбалансировки моста, вызванным изменением сопротивления R_4.

Для термоэлектрического термометра по схеме рис. 11.10, *в* напряжение U, которое поступает на вход измерительного прибора

$$U = e_T + e_{ЗТ} + U_{СК},$$

где $e_Т$ — термоЭДС термопары; $e_{ЗТ}$ — паразитная термоЭДС от неполной термоидентичности материалов ЗТЕ и основных термоэлектродов; $U_{СК}$ — исходное напряжение разбалансировки мостовой схемы компенсации СК.

Соответственно, погрешность такого термоэлектрического термометра

$$\Delta t = \Delta_{ТП} + \Delta_{ЗТ} + \Delta_{СК} + \Delta_{ВП}, \qquad (11.20)$$

где $\Delta_{ТП}$ — погрешность термопреобразователя; $\Delta_{ЗТ} = e_{ЗТ}$ — погрешность от неполной термоидентичности; $\Delta_{СК}$ — погрешность схемы компенсации; $\Delta_{ВП}$ — погрешность измерительного прибора.

Заметим, что погрешности $\Delta_{ЗТ}$ и $\Delta_{СК}$ соизмеримы с погрешностью $\Delta_{ТП}$, а в сумме с $\Delta_{ТП}$ достигают значений значительно больше, чем погрешность современного измерительного прибора. Погрешность $\Delta_{ТП}$ термопреобразователя могла бы быть уменьшена лишь конструктивно технологическими методами, которые практически исчерпали свой резерв относительно такой возможности. Поэтому при проектировании таких термометров, в первую очередь, следует позаботиться об уменьшении погрешности от неполной термоидентичности и погрешности схемы компенсации.

В цифровых термометрах погрешность от изменения температуры свободных концов может быть полностью устранена измерением температуры свободных концов и автоматического внесения соответствующих поправок.

11.4. Радиационные пирометры

Измерение температуры по излучению тела основывается на использовании основных законов излучения, которые устанавливают связь между температурой излучателя (исследуемого объекта) и его спектральным свечением, то есть количеством энергии, которая излучается за единицу времени из единицы поверхности исследуемого объекта и которая содержится в определенном диапазоне длин волн. В зависимости от спектральной чувствительности устройства измерения температуры по излучению разделяют на радиационные, квазимонохроматические и спектральные излучения [17].

Теоретической основой ***радиационной пирометрии*** является закон Стефана—Больцмана, который устанавливает связь между интегральным значением спектрального свечения, то есть энергетического свечения *R,* и абсолютной температурой излучателя. Устройства, которые базируются на этом принципе, называются пирометрами полного (или суммарного) излучения.

Радиационные пирометры являются самыми простыми по строению. Правда, они наименее точные среди приборов, которые измеряют температуру по излучению. Радиационный пирометр состоит из оптической системы (телескопа), первичного преобразователя потока излучения в электрический сигнал и вторичного измерительного прибора. В качестве первичного преобразователя чаще всего используют зачерненные термоэлектрические преобразователи или болометры, которые чувствительны ко всем длинам волн воспринимаемого потока излучения.

Существуют две разновидности оптических систем радиационных пирометров: рефракторная (с преломленной линзой) и рефлекторная (с отражающим внутренним зеркалом) системы. В рефракторном пирометре (рис. 11.11, *а*) излучение от исследуемого объекта *1* поступает на объектив (линзу) *2* и через диафрагму *3* фокусируется на горячем спае термопреобразователя. Возникающая термоЭДС измеряется милливольтметром, который градуируется в единицах из-

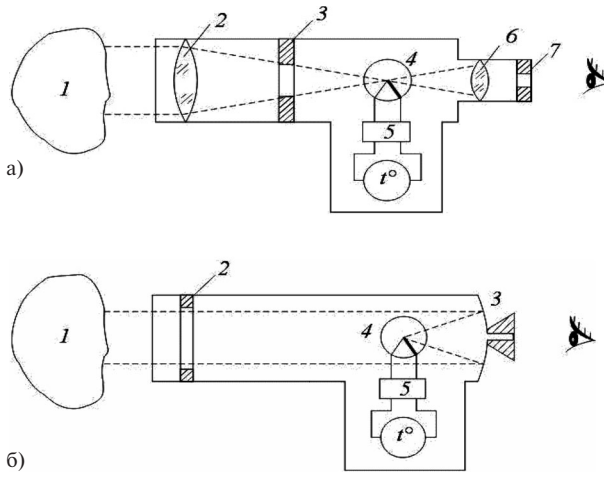


Рис. 11.11. Схемы пирометров полного излучения: а — рефракторной системы; б — рефлекторной

меряемой температуры. Для компенсации погрешности от изменения температуры свободных концов термопреобразователей используют устройство *5* автоматической коррекции погрешности в виде, например, мостовой схемы. Для визирования телескопа на объект измерения служат окуляр *6* и диафрагма *7*.

В рефлекторном телескопе (рис. 11.11, *б*) излучение от исследуемого объекта *1* через диафрагму *2* поступает на рефлектор *3*, отражается и фокусируется на горячих спаях термопреобразователя. Цепь измерения термоЭДС складывается, как и в рефракторной системе, из измерительного прибора и пристроя *5* автоматической коррекции погрешностей от изменения температуры свободных концов термопреобразователя.

Радиационные пирометры градуируются по черному излучателю. Поэтому при измерении температуры реальных, нечерных тел из-за их меньшей излучательной способности радиационные пирометры показывают не действительную температуру T_X исследуемого объекта, а низшую, так называемую радиационную температуру T_P. И в самом деле, согласно закону Стефана—Больцмана энергетическое свечение абсолютно черного тела

$$R^* = \sigma T_P^4. \tag{11.21}$$

Откуда радиационная температура

$$T_P = \sqrt[4]{R^*/\sigma},$$

где $\sigma = 5,6697 \cdot 10^{-2}$ *Дж*/(*м*^{2}·*с*·*K*^{4}).

Для реального тела (исследуемого объекта) энергетическое свечение R и действительное значение температуры измерителя связаны зависимостью

$$R = \varepsilon_0 \sigma T_X^4, \text{ а } T_X = T_P \sqrt[4]{1/\varepsilon\sigma_0}, \tag{11.22}$$

где ε_0 — коэффициент суммарного излучения, который равняется отношению энергетического свечения исследуемого объекта к энергетическому свечению черного тела при этой же температуре.

Следовательно, радиационная температура, измеренная пирометром полного излучения, связана с действительной температурой исследуемого объекта зависимостью

$$T_X = T_P \sqrt[4]{1/\varepsilon_0}, \text{ а } T_P = T_X \sqrt[4]{\varepsilon_0}. \tag{11.23}$$

Поправка, которую необходимо прибавить к измеренной пирометром полного излучения радиационной температуре

$$\Delta T = T_X - T_P = T_X - (1 - \sqrt[4]{\varepsilon_0}) = T_P(\sqrt[4]{1/\varepsilon_0} - 1), \tag{11.24}$$

а относительная погрешность, которая вызвана неучетом коэффициента суммарного излучения исследуемого объекта

$$\delta T_{\varepsilon_0} = (\Delta T / T_X) \cdot 100\% = (\sqrt[4]{1/\varepsilon_0} - 1) \cdot 100\%, \tag{11.25}$$

составляет для $\varepsilon_0 = 0,9$ приблизительно 3%, для $\varepsilon_0 = 0,8$ — примерно 6%, а для $\varepsilon_0 = 0,3$ достигает 35%.

Для реальных физических объектов ε_0 определяется свойствами объекта, состоянием его поверхности и другими факторами и может находиться в гра-

ницах от 0,9.. 0,95 до 0,1 и даже ниже. Поэтому радиационные измерения температуры сопровождаются по большей части предварительной оценкой ε_0 для внесения в дальнейшем поправок, в частности, регулированием чувствительности. Этого можно достичь предварительным градурованием радиационного пирометра, суть которого заключается в одновременном измерении температуры этого объекта с помощью радиационного пирометра и другого средства, которое измеряет не радиационную, а действительную температуру, например, с помощью термоэлектрического термометра или пирометра спектрального отношения. Сравнивая эти показания, определяют ε_0 и для всех следующих измерений температуры этого объекта с помощью радиационного пирометра, может быть введена поправка на коэффициент суммарного излучения.

Пирометры полного излучения агрегатного комплекса преобразователей пирометров и пирометров излучения типа АПИР-С предназначены для измерения температуры в диапазоне 30...3000 °С с основной погрешностью 1,5...2 % [8].

На практике сделать приемник излучения, который бы поглощал излучение всех длин волн от 0 до ∞, весьма трудно. Поэтому очень часто удовлетворяются приемниками, которые воспринимают излучение в ограниченном диапазоне длин волн от λ_1 до λ_2. Пирометры, принцип действия которых основывается на зависимости энергетического свечения излучателя от температуры в ограниченном интервале длин волн, называют пирометрами частичного излучения.

Пирометры, принцип действия которых базируется на использовании зависимости от температуры спектрального свечения или пропорциональной к ней спектральной яркости (то есть спектрального свечения, отнесенной к единице пространственного угла), называют квазимонохроматическими или ***яркостными***. Наиболее распространены среди них визуальные пирометры с исчезающей нитью (рис. 11.12, *а*), которые называются также оптическими пирометрами. При измерении такими пирометрами излучение от исследуемого объекта *1* через объектив *2* фокусируется на нить накаливания *4*. Между объективом и лампой пирометра при измерении температуры свыше 1500 °С (допустимая температура нити накаливания) ставится поглощающее стекло *3*. Изображение объекта исследования и нити пирометрического накала при из-

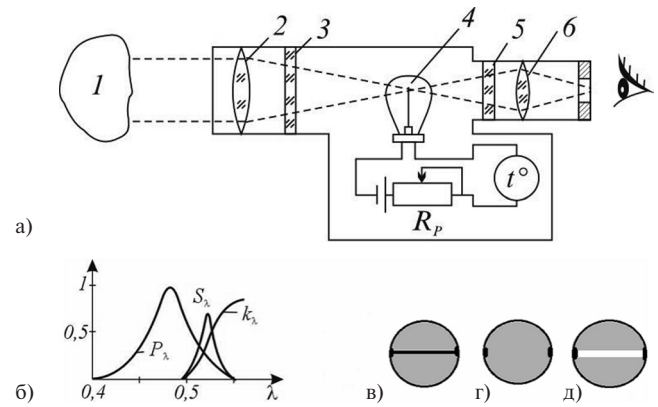


Рис. 11.12. К принципу действия оптического пирометра

мерении температуры наблюдается пирометристом через окуляр *6*. Между окуляром и нитью пирометрического накала находится красный светофильтр *5*.

Изменяют температуру нити *4*, регулируя ***ток накала*** с помощью регулирующего реостата $R_р$ до исчезновения видимости нити накаливания, как на рис. 11.12, *г* (на рис. 11.12, *в* нить накаливания недогрета, на рис. 11.12, *д* — перегрета). Значение этого тока измеряется прибором, проградуированным в единицах измеряемой температуры.

Описанный выше оптический пирометр чувствителен к энергетическому свечению (яркости) очень узкого диапазона длин волн в области так называемой эффективной длины волны $\lambda_{эф} = 0{,}65$ мкм. Спектральная чувствительность глаза человека характеризуется чувствительностью $P_\lambda = f(\lambda)$ (рис. 11.12, *б*), а красный светофильтр — спектральным коэффициентом пропускания $k_\lambda = \varphi(\lambda)$.

Следовательно, эффективная чувствительность такой системы $S_\lambda = F(\lambda)$ имеет максимум при $\lambda_{эф} \approx 0{,}65$ мкм и стремительно падает к нулю при длинах волн, которые отличаются от $\lambda_{эф}$ даже на $\pm 0{,}05$ мкм.

Как и пирометры полного излучения, яркостные пирометры градуируются по черному излучателю. Поэтому измеренная так называемая яркостная температура $T_я$ реального нечерного тела с монохроматическим коэффициентом теплового излучения $a_\lambda < 1$ будет отличаться от действительной T_x. Поправку $\Delta T_я$, которую нужно прибавить к измеренной оптическим пирометром яркостной температуре для получения действительного значения измеряемой температуры, можно определить по формуле [8].

$$\Delta T_я = T_X - T_я = \frac{a_\lambda T_н^2}{1 - a_\lambda T_я}, \tag{11.26}$$

а относительную погрешность от пренебрежения коэффициентом a_λ

$$\delta T_\lambda = \frac{a_\lambda T_н}{1 - a_\lambda T_я} 100\%, \tag{11.27}$$

значение которой для волн длиной $\lambda = 0{,}65$ мкм в зависимости от a_λ при измерении температуры около 1000 К составляет для $a_\lambda = 0{,}9$ около 0,5 %, для $a_\lambda = 0{,}8$ около 1 %, а для $a_\lambda = 0{,}3$ достигает 6 %. При других одинаковых условиях при $T_x = 2000$ К для $a_\lambda = 0{,}3$ эта погрешность может достичь 20%.

Монохроматические визуальные пирометры с исчезающей нитью типа «Луч» предназначены для измерений температур в диапазоне от 800 до 5 000 °С. Их основная погрешность в диапазоне 800...1 400 °С составляет 14 °С, в диапазоне 1 200...2 000 °С —20 °С и в диапазоне 1 800...5 000 °С —150 °С.

Визуальные пирометры, неотъемлемым элементом измерительной цепи которых является глаз человека, непригодны для работы в системах автоматического измерения и регулирования температуры. Поэтому распространение получили квазимонохроматические фотоэлектрические пирометры (как и фотоэлектрические пирометры частичного излучения). В фотоэлектрических монохроматических пирометрах фотоэлемент в сочетании с красным светофильтром подобраны так, чтобы эффективная длина волны такой системы, как и в оптических пирометрах, равнялась $\lambda = 0{,}65$ мкм. Это обеспечивает сравнимость результатов фотоэлектрических и оптических пирометров [8].

11.5. Акустические термометры

Принцип действия термометра базируется на зависимости скорости распространения звука в веществе от температуры. В качестве ***чувствительного элемента*** могут применяться газы, жидкости, твердые вещества. Диапазон измерения определяется стойкостью материала к нагреванию и возможностью распространения в материале акустических колебаний. Теоретически он лежит в пределах от *криогенных температур* до $\approx 10^4$ *K,* практически — в пределах от криогенных температур до *температуры плавления* вольфрама (3400 °С).

По методу определения скорости распространения акустических колебаний различают ***термометры*** акустические ***резонансные***, термометры акустические ***импульсные*** и термометры акустические на ***непрерывных колебаниях***. По принципу действия к ним принадлежит также ***кварцевый термометр,*** но исторически он выделяется как отдельный тип термометра [8].

Скорость распространения акустических волн в идеальном газе

$$v = \sqrt{\frac{\gamma RT}{M}}, \tag{11.28}$$

где $\gamma = C_p \,/\, C_v$ — отношение теплоемкостей при постоянных давлении и объеме; R — универсальная газовая постоянная; T — температура абсолютная; M — молярная масса газа. В смесях газов скорость зависит от концентрации компонентов:

$$v = \sqrt{\frac{RT}{\sum x_1 M_1} \cdot \frac{\sum x_i C_{P_i}}{\sum x_i C_{v_i}}}, \tag{11.29}$$

где x_i — относительная концентрация i-го газа ($\sum x_i = 1$). В *идеальных газах* скорость при заданной температуре не зависит от давления и увеличивается пропорционально к $\sqrt{T}$, что является базой для создания газовых акустических термометров. Уравнение преобразования акустического газового термометра (случай идеального газа):

$$T = \frac{v^2 M}{\gamma R}. \tag{11.30}$$

Скорость звука в жидкостях определяют по соотношению:

$$v = \sqrt{\frac{K_{ад}}{\rho}} = \sqrt{\frac{1}{\rho \beta_{ад}}} = \sqrt{\frac{\gamma}{\rho \beta_{из}}},$$

где $K_{ад}$ — адиабатический модуль всесторонней сжимаемости; $\beta_{из}$ — изотермическая сжимаемость, ρ — плотность вещества.

На рис. 11.13 приведены температурные зависимости скорости распространения акустических волн в некоторых газах и жидкостях.

Для изотропных твердых материалов эмпирическое выражение температурной зависимости скорости распространения звуковых волн в них является сложным и определяется такими параметрами, как модуль упругости тела, который является функцией температуры, модуль сдвига, плотность, коэффициент Пуассона. Эти зависимости имеют вид, показанный на рис. 11.14.

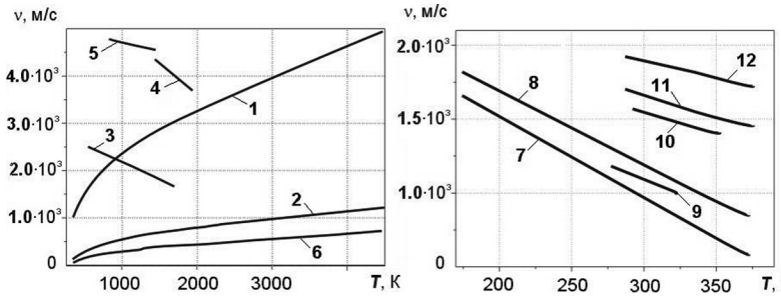


Рис. 11.13. Температурные зависимости скорости распространения акустических волн в газах и жидкостях: *1* — водород; *2* — азот; *3* — жидкий натрий; *4* — жидкий чугун; *5* — жидкий алюминий; *6* — ксенон; *7* — диэтиловый эфир (эфир) на линии насыщения; *8* — ацетон на линии насыщения; *9* — этиловый спирт; *10* — толуол; *11* — этиленгликоль; *12* — глицерин

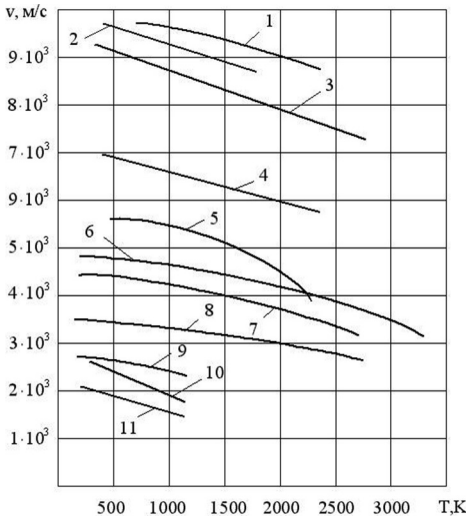


Рис. 11.14. Температурные зависимости скорости распространения акустических волн в твердых телах: *1* — окисел алюминия; *2* — сапфир; *3* — окисел магния; *4* — магний силикат; *5* — молибден; *6* — рений; *7* — вольфрам; *8* — тантал; *9* — платина; *10* — серебро; *11* — золото

На рис. 11.15 приведена схема акустического термометра на гармонических колебаниях. Электрический сигнал генератора стабильной частоты (40...60) кГц преобразуется в электроакустическом преобразователе в акустический сигнал, который распространяется по двум звуководам.

Для обеспечения устойчивого режима бегущих волн на концах звуководов установлены акустические поглотители. Верхний звуковод является опорным, а нижний — измерительным. Звук в этом канале проходит через исследуемый объект, температура которого измеряется. Звуковые сигналы в звуководах принимаются двумя приклеенными к ним пьезодатчиками, превращаются в электрические сигналы, усиливаются, а сдвиг фаз между ними измеряется фазометром:

$$\Delta\varphi = 2\pi f l \left(\frac{1}{v_1} - \frac{1}{v_2} \right), \qquad (11.31)$$

где l — длина рабочей части измерительного звуковода, v_1 и v_2 — скорости распространения колебаний соответственно в опорной и измерительном звуководах.

Существуют также импульсные ***акустические термометры,*** в которых используется зависимость интервала времени между акустическими импульсами от температуры [8, 11].

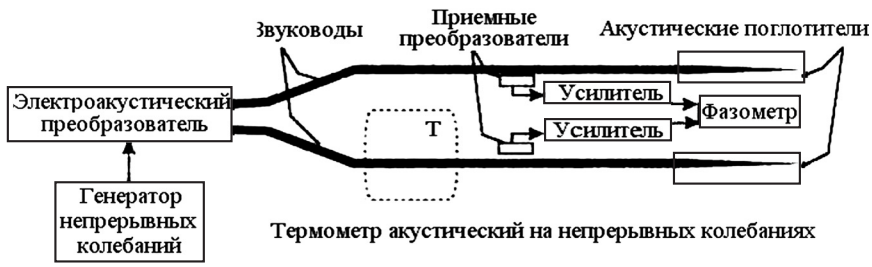


Рис. 11.15. Термометр акустический на гармонических колебаниях

На рис. 11.16 показан импульсный акустический термометр, который функционирует по приниципу так называемого синхрокольца (или автоциркуляции импульса).

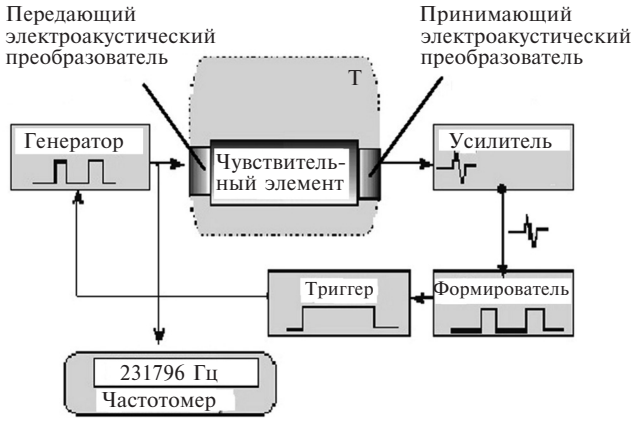


Рис. 11.16. Термометр акустический импульсный (по методу синхрокольца)

Электрический импульс от генератора импульсов преобразуется в ***электроакустическом преобразователе*** в акустический сигнал, который проходит через чувствительный элемент и попадает на приемный акустикоэлектрический преобразователь, с выхода которого электрический сигнал усиливается, формируется и используется для повторного запуска через триггер генератора импульсов, который работает в ждущем режиме. Частота импульсов на выходе генератора зависит от времени прохождения акустического сигнала через чувствительный элемент:

$$f = v / (l + v\tau),$$

где v — скорость, l — длина чувствительного элемента, τ — время задержки сигнала в чувствительном элементе и электронных компонентах схемы импульсного акустического термометра. В качестве чувствительных элементов можно использовать газ, жидкость, твердые вещества. Термометр по принципу синхрокольца может функционировать и на отраженных сигналах.

Чувствительность акустического импульсного термометра $\frac{d\tau}{\tau dT} = -0{,}5(\alpha_l + \alpha_E)$, где α_l — температурный коффициент расширения; α_E — температурный коэффициент модуля упругости вещества чувствительного элемента.

Уравнение измерения акустического импульсного термометра с чувствительным элементом из твердого вещества

$$T = T_0 - \frac{2}{c}\ln\frac{\tau}{\tau_0}, \tag{11.32}$$

где T_0, T — начальное и конечное значения междуимпульсного интервала времени; $c = \alpha_l + \alpha_E$ (причем предполагается, что α_l и α_E не изменяются в диапазоне измеряемых температур).

Акустический резонансный термометр — это акустический термометр, в котором применяется температурная зависимость частоты резонанса механического резонатора.

Один из вариантов акустического резонансного термометра — это термометр с *чувствительным элементом* в виде миниатюрного струнного резонатора на нитевидном монокристалле кремния *p*-типа с ориентацией, которая отличается малыми габаритами: длина до 1 мм, диаметр до 10^{-3} мм. Рабочая частота таких резонаторов $\approx 10^5$ Гц [8].

В акустическом резонансном термометре можно применить также дисковые резонаторы изгибных колебаний с двумя узловыми диаметрами. Разрешающая способность таких термометров на уровне 0,01 *K*.

Резонаторы включают в цепь обратной связи автогенератора, а информативным параметром является частота резонансных колебаний, которая изменяется с изменением температуры. Используя дисковые резонаторы, можно создавать многозонные термометры для измерения температуры в разных местах объекта. Генератор генерирует широкополосный сигнал («белый шум»), который после преобразования электроакустическим преобразователем передается по звуководу в виде жгута из стекловолокна в мягкой оболочке, который заканчивается акустическим поглотителем. Со звуководом алюминиевым проводом соединены дисковые резонаторы с разными резонансными частотами. Во время прохождения широкополосного сигнала по звуководу отражаются именно те спектральные составляющие сигнала, которые отвечают резонансным частотам резонаторов, а с изменением температуры максимумы сигнала передвигаются вдоль оси частот.

Для высоких температур (более чем 1000 °C) применяют чувствительные элементы в виде четверть- или полуволновых резонаторов, которые возбуждаются пакетом акустических колебаний.

Если значения частоты заполнения пакета и резонансной частоты совпадают, то эхосигнал имеет характерную форму огибающей с явно выраженным минимумом в центре, которая описывается выражением

$$A_n = A_0\left[2\exp(-\frac{\pi n}{Q}) - 1\right], \tag{11.33}$$

где Q — добротность резонатора. Количество периодов до момента изменения фазы на противоположную ($A_n = 0$) $n \approx 0{,}22Q$, то есть тип эхосигнала и

расположение минимума на оси времени определяются добротностью. Сдвиг фазы можно вычислить исходя из условия $fd\varphi / dt \approx 2Q$. Уравнение измерения акустического резонансного термометра для резонаторов из твердого материала:

$$T = \frac{2}{c}\ln\frac{f}{f_0} - T_0, \tag{11.34}$$

где T_0, T — начальное и конечное значения абсолютной температуры; f_0, f — начальное и конечное значения частоты резонанса; $c = \alpha_l + \alpha_E$; α_l — температурный коэффициент линейного расширения; α_E — температурный коэффициент модуля упругости материала резонатора (предполагается, что α_l и α_E не изменяются в диапазоне измеряемых температур). Чувствительность акустического резонансного термометра:

$$\frac{df}{fdT} = 0{,}5(\alpha_l + \alpha_E).$$

Принцип действия акустического резонансного термометра объясняет рис. 11.17 [8].

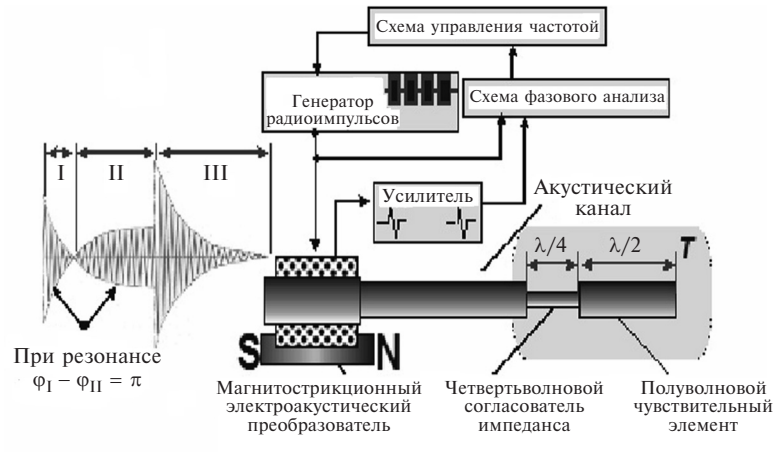


Рис. 11.17. Структурная схема и эхосигнал термометра акустического резонансного с фазовым анализом сигнала

11.6. Кварцевые термодатчики

Для измерения температуры с достаточно высокой точностью используются также кварцевые пьезоэлементы термочувствительных срезов, например, *Y*, *AC* и *LC* срезов. Эти резонаторы включаются в схемы автогенераторов (см. гл. 9).

Пьезорезонансные кварцевые термопреобразователи (рис. 11.18) выполняются в виде линзового кварцевого резонатора 1, закрепленного на упругих ножках 2 и 3, которые одновременно испоняют роль токоподводов.

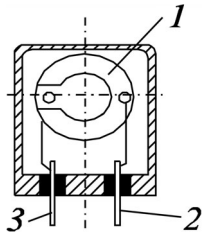


Рис. 11.18. Строение кварцевого термочувствительного резонатора

Резонатор размещен в металлическом герметическом баллоне диаметром 6...8 мм, заполненном для уменьшения тепловой инерциальности гелием, который характеризуется хорошей теплопроводностью. Производятся также пьезорезонансные термопреобразователи в стеклянных вакуумных баллонах. Последние обладают большой инерционностью, но более высокой временной стабильностью и разделительной способностью.

Диапазон рабочих частот термочувствительных пьезорезонаторов находится в границах 1...30 МГц. Значение коэффициентов термочувствительности, которые соответствуют уравнению преобразования

$$f = f_0[1 + k_1(T - T_0) + k_2(T - T_0)^2 + k_3(T - T_0)^3], \quad (1.35)$$

зависят от типа среза и составляют, например, для кварца Y-среза соответственно:

$$k_1 = 92\cdot10^{-6}\ K^{-1};\ k_2 = 58\cdot10^{-9}\ K^{-2};\ k_3 = 6\cdot10^{-13}\ K^{-3}. \quad (1.36)$$

В реальных резонаторах в зависимости от собственной частоты резонанса и типа среза термочувствительность составляет от 20 Гц/К до 2 кГц/К, диапазон измеряемых температур от –80 до (200...250)°С с абсолютной погрешностью в диапазоне нескольких сотых долей градуса. Необходимо, однако, отметить, что, как и собственная частота резонанса, так и термочувствительность характеризуются значительными технологическими разбросами, что усложняет аппаратную реализацию устройств с термочувствительными пьезорезонаторами.

Литература

1. Аш Ж. и др. Датчики измерительных систем. В 2-х кн. — М.: Мир, 1992.
2. Байцар Р.И., Варшава С.С. Полупроводниковые микросенсоры. — Львов: ЛьЦНТЕИ, 2001. — 288 с. (На укр. яз.).
3. Гордов А.Н., Жагулло О.М., Иванова А.С. Основы температурных измерений. — М.: Энергоатомиздат, 1992. — 304 с.
4. Готра З.Ю., Ильницкий Л.Я., Полищук Е.С. и др. Датчики: Справочник / Под ред. З.Ю. Готры и О.И. Чайковского. — Львов: Каменяр, 1995. — 312 с.
5. Джексон Р.Г. Новейшие датчики. — М.: Техносфера, 2007. — 384 с.
6. Евтихеев Н.Н. и др. Измерение электрических величин.—М.: Энергоатомиздат, 1990. — 352 с.
7. Иванова Г.М., Кузнецов И.Д., Чистяков В.С. Теплотехнические измерения и приборы. — М.: Энергоатомиздат, 1984. — 232 с.
8. Луцик Я.Т., Буняк Л.К., Рудавский Ю.К., Стадник Б.И. Энциклопедия термометрии. — Львов: НУ Львовская политехника, 2003. — 428 с. (На укр. яз.).
9. Линевег Ф. Измерение температуры в технике. Справочник. — М.: Металлургия, 1980.
10. Полищук Е.С. Измерительные преобразователи. — Киев: Вища школа. 1981. — 296 с.

11. Полищук Е.С., Дорожовец М.М., Стадник Б.И., Ивахив О.В., Бойко Т.Г., Ковальчик А. Средства и методы измерений неэлектрической величины: Учебник / Под ред. проф. Е.С. Полищука. — Бескид-Бт, 2008. — 618 с. (На укр. яз.).
12. Фрайден Дж. Современные датчики: Справочник. — М.: Техносфера, 2005. — 592 с.
13. Зи С. М. Физика полупроводниковых приборов.- М.: Мир, 1984. — 912 с.
14. Пасынков В. В., Чиркин Л. К. Полупроводниковые приборы. — М.: Высшая школа, 1987. — 479 с.
15. Кривоносов А. И. Полупроводниковые датчики температуры. — М.: Энергия, 1974. — 184 с.
16. Носов Ю. Р. Оптоэлектроника. — М.: Радио и связь, 1989. — 360 с.
17. Кременчугский А. С., Рощина О. В. Пироэлектрические приемные устройства. — Киев: Наукова думка, 1982. — 368 с.
18. Schaumburg H. Sensoren. Band 3. B.G. Teubner Stuttgart: 1992.
19. Schaumburg H. (Hrsg.) Sensoranwendungen. Band 8. B.G. Teubner Stuttgart: 1995.
20. Jorg Hoffman. Tashenbuch der Messtechnic. Leipzig: Fachbuchverlag: 2000.
21. Jan Zakrzewski. Czujniki i przetworniki pomiarowe. Podręcznik problemowe. Gliwice. 2004.

ГЛАВА 12

ДАТЧИКИ И ПРИБОРЫ ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ МЕХАНИЧЕСКИХ ВЕЛИЧИН

Из механических величин, которые чаще всего измеряются, основными являются механические усилия, подразделяемые на сосредоточенные, в частности, направленные линейно (механические силы) и вращательные (крутящие моменты), а также распределенные внешние усилия (давление) и внутренние распределенные усилия, возникающие в теле исследуемого объекта (механические напряжения).

Диапазон измеряемых механических усилий очень большой. В частности, при научных исследованиях необходимо измерять силы начиная от $10^{-5}...10^{-6}$ Н, а при промышленных измерениях до 10^{9} Н. Внутренние напряжения в деталях различных конструкций находятся в пределах до 2000 МПа. Диапазон измерений давления лежит в пределах от 0 до почти $10^{10}...10^{11}$ Па, а порог чувствительности современных манометров достигает 10^{-2} Па. Верхний предел измерений крутящих моментов достигает 10^{9} Н·м.

12.1. Силоизмерительные устройства

Подавляющее большинство силоизмерительных приборов (динамометров) основано на преобразовании измеряемой силы в механические напряжения в материале упругого элемента и его деформацию, которые с помощью тензорезистивных, индуктивных или других датчиков преобразуются в электрический сигнал или изменение исходного электрического параметра.

В зависимости от значения измеряемой силы в качестве первичных преобразователей могут использоваться стержневые упругие элементы, упругие кольца, балочные упругие элементы (см. гл. 5). Преобразователями динамометров с механическими упругими преобразователями силы в деформацию являются, преимущественно, тензорезистивные преобразователи, а измерительные цепи — мостовые. Такие динамометры предназначаются для измерений с погрешностью 1...2 %. Следовательно, для измерения силы F_x может быть использована схема с одним рабочим и одним компенсирующим тензорезистором (рис. 12.1, *б*) [12].

Самым простым и самым распространенным методом измерений деформаций является так называемый ***тензометрический*** метод, в котором в качестве преобразователей деформации используют тензорезисторы. Металлические тензорезисторы применяют для измерений относительных деформаций от 0,002 до 1...2 %, полупроводниковые — до 0,1...0,2%, навесные металлические — до 10 %, а эластичные (гибкие каучуковые трубки, заполненные элект-

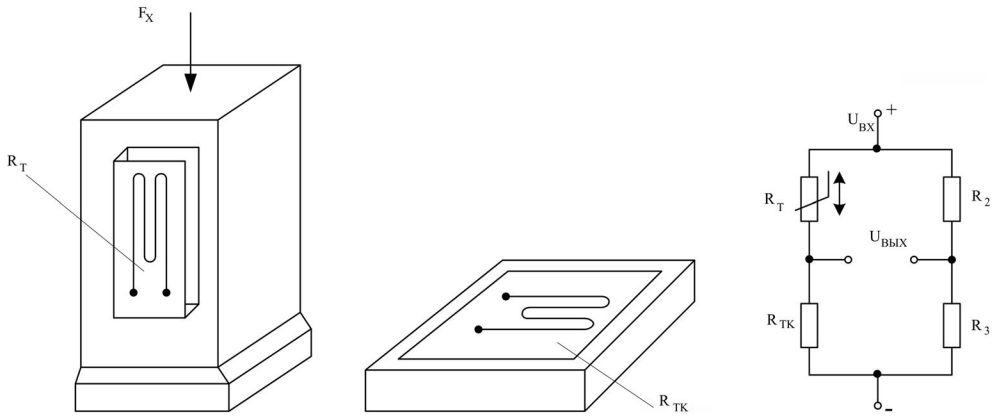


Рис. 12.1. Измерение сил с помощью тензорезисторов

ролитом) — до 30...50%. Тензорезисторы практически безынерционные и используются для измерений, в частности, переменных деформаций в диапазоне частот до 100 кгц (см. гл. 7).

Для измерения деформаций или величин, предварительно преобразованных в деформацию упругого элемента, тензорезистор наклеивают на исследуемую деталь. Для температур до 200 °С применяют бакелито-фенольные клеи (БФ), бакелитовый лак, а для более высоких температур — жаростойкий кремнийорганический цемент и цемент на основе жидкого стекла.

Особенностью приклеиваемых тензорезисторов является то, что они не могут быть переклеены с объекта на объект. Поэтому действительная функция преобразования рабочего тензорезистора не может быть определена, а для ее оценки находят функцию преобразования аналогичного, так называемого градуировочного тензорезистора из этой партии. А поскольку свойства отдельных тензорезисторов из определенной партии, а также условия их приклеивания в целом несколько разные, то отмечается некоторая неоднозначность действительной и номинальной функций преобразования. Опыт свидетельствует, что погрешность от неидентичности функций преобразования при приклеивании тензорезисторов из достаточно однородной партии не превышает 1,5% [12]. Выходным информативным параметром тензорезисторов является изменение их сопротивления, и поэтому в большинстве случаев измерительными цепями тензорезистивных преобразователей являются мостовые измерительные цепи. Тензорезистор может быть включенным в одно из плеч моста, в два плеча или мостовая цепь может быть составлена полностью из тензорезисторов.

Поскольку относительное изменение сопротивления тензорезисторов очень мало ($\varepsilon_R < 1\%$), то существенное влияние на результат измерений может иметь температура окружающей среды. Следовательно, необходимо предусмотреть температурную компенсацию. В частности, если используют мостовую цепь с одним рабочим тензорезистором (рис. 12.1*, а),* то для температурной компенсации необходим другой нерабочий тензорезистор $R_{TK} = R_{0,}$ аналогичный рабочему R_T, который был бы в одинаковых температурных условиях с рабочим. Тогда

изменение сопротивлений двух идентичных (рабочего и компенсационного) тензорезисторов, вызванное изменением температуры окружающей среды при неизменном значении измеряемой деформации, не приводит к изменению выходного напряжения. Действительно, если, например $\varepsilon_R = 0$ и $R_2 = R_3 = R$

$$U_{вых} = U_{вх} \frac{R_{T_0}(1+\varepsilon_t)R - R_{T_0}(1+\varepsilon_t)R}{[R_{T_0}(1+\varepsilon_t) + R_{T_0}(1+\varepsilon_t)]2R} = 0,$$

где R_{T_0} – сопротивление тензорезистора при температуре 0 °С; ε_t – температурный коэффициент сопротивления тензорезистора.

Если такая мостовая цепь при отсутствии измеряемой деформации будет в равновесии, то есть $R_t R_3 = R_2 R_{тк}$, то в результате действия измеряемой деформации и соответственно изменения сопротивления рабочего тензорезистора на ΔR_T равновесие нарушается, а исходное напряжение при условии, что внутреннее сопротивление источника питания очень малое, будет равняться

$$U_{вых} = U_{вх} \frac{R_{T_0}(1+\varepsilon_R)R_3 - R_2 R_{TK}}{[R_{T_0}(1+\varepsilon_R) + R_{TK}](R_2 + R_3)},$$

где $\varepsilon_R = \Delta R_T / R_{T_0}$ — относительное изменение сопротивления тензорезистора; $R_T = R_{T_0}(1+\varepsilon_R)$ — функция преобразования рабочего тензорезистора.

Для симметричного моста, когда $R_{TK} = R_{T_0}$, а $R_2 = R_3$, будем иметь

$$U_{вых} = 0{,}25 U_{вх} \frac{\varepsilon_R}{1 + 0{,}5\varepsilon_R}.$$

Поскольку отношение относительного изменения сопротивления $\varepsilon_R = \Delta R_T / R_{T_0}$ к относительной деформации $\varepsilon_l = \Delta l / l$ характеризуется коэффициентом относительной тензочувствительности k, то зависимость исходного напряжения от измеряемой деформации запишется как

$$U_{вых} = 0{,}25 U_{вх} k \varepsilon_l,$$

откуда

$$\varepsilon_l = \frac{4}{k} \frac{U_{вых}}{U_{вх}}.$$

Две пары дифференциальных тензорезисторов, которые образуют полный тензометричний мост (рис. 12.2), обеспечивают наилучшую коррекцию температурных погрешностей и в четыре раза увеличивают чувствительность

$$U_{вых} = U_{вх} k \varepsilon_l. \qquad (12.1)$$

Если используется блок из четырех идентичных тензорезисторов, наклеенных на поверхность исследуемого объекта так, что тензорезисторы R_{T1} и R_{T3} (рис. 12.2, *а*) воспринимают продольную деформацию, а R_{T2} и R_{T4} — поперечную, то при их включении в мостовую цепь (рис. 12.2, *б*) температурная погрешность также будет компенсироваться, а выходное напряжение будет равняться [12]:

$$U_{вых} = U_{вх} \frac{R_{T_0}(1+\varepsilon_R)R_{T_0}(1+\varepsilon_R) - R_{T_0}(1-\mu\varepsilon_R)R_{T_0}(1-\mu\varepsilon_R)}{[R_{T_0}(1+\varepsilon_R) + R_{T_0}(1-\mu\varepsilon_R)]\,[R_{T_0}(1+\varepsilon_R) + R_{T_0}(1-\mu\varepsilon_R)]}.$$

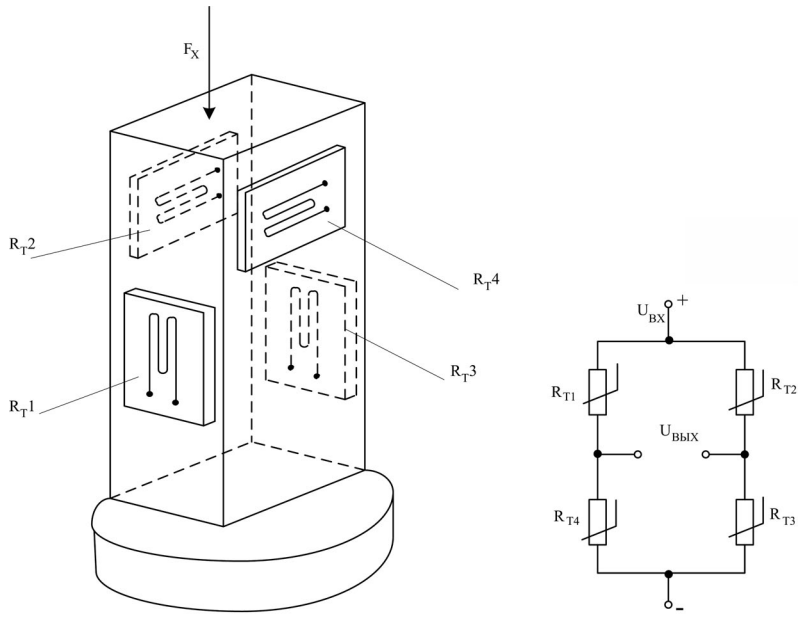


Рис. 12.2. Схема измерения силы с использованием стержневого первичного преобразователя и четырех тензорезисторов

Учитывая, что для металлических тензорезисторов ε_R не превышает 0,01, а коэффициент Пуассона $\mu = 0{,}24...0{,}4$, будем иметь

$$U_{вых} = 0{,}5U_{вх}(1+\mu)\varepsilon_R,$$

откуда

$$\varepsilon_l = \frac{\varepsilon_R}{k} = \frac{2}{(1+\mu)k} \cdot U_{вых} / U_{вх}. \qquad (12.2)$$

При этом используются регулировочный резистор для установления начального значения диапазона измерений (чаще всего нулевого значения исходного напряжения), температурозависимый резистор для компенсации изменения чувствительности схемы от изменения температуры окружающей среды, резистор для регуляции и установления номинальной чувствительности. Термозависимый резистор должен иметь хороший тепловой контакт с исследуемым объектом (или превращающим упругим элементом), на котором наклеены рабочие тензорезисторы. Для этого он приклеивается к исследуемому объекту (упругого элемента) с помощью электроизоляционного клея с хорошей теплопроводимостью.

Если первичными преобразователями силы (давления) в деформацию являются консольные (мембранные) элементы, то в качестве рабочих можно использовать два идентичных тензорезистора, наклеенные с противоположных сторон чувствительного элемента так, что один воспринимает деформацию растяжения, а другой деформацию сжатия, то возможно дифференциальное их включение в мостовую цепь (рис. 12.3). В этом случае температурная погрешность также исключается, а чувствительность мостовой цепи увеличивается вдвое:

$$U_{вых} = 0{,}5U_{вх}k\varepsilon_l,$$

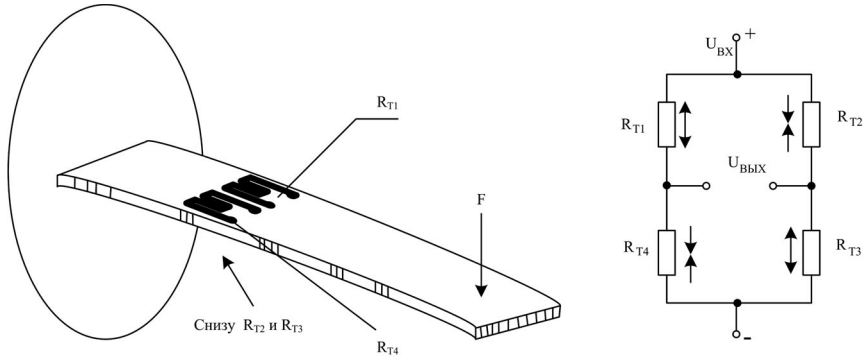


Рис. 12.3. Схема измерения силы с консольным упругим преобразователем и двумя парами тензорезисторов

откуда

$$\varepsilon_l = \frac{2U_{вых}}{kU_{вх}}. \tag{12.3}$$

Кроме неуравновешенных мостовых цепей в тензометрии могут быть использованы и уравновешенные мостовые цепи.

Значения механических сил по результатам измерений деформаций рассчитываются исходя из соотношения между измеряемой силой F_x и деформацией ε_l. В частности, для упругого преобразователя в виде стержня постоянного сечения (см. гл. 5)

$$F_x = SE\varepsilon_l, \tag{12.4}$$

где S — площадь поперечного сечения стержня; E — модуль упругости материала стержня.

Для консольной балки равномерного сечения

$$F_x = \frac{Eh^2b}{\sigma(l-x)}\varepsilon_l, \tag{12.5}$$

где b, h, l — геометрические размеры балки; x — расстояние от места закрепления балки до середины тензорезистора.

Несмотря на сравнительно низкую точность (суммарная погрешность измерения силы составляет 2...3%), для измерений больших сил (10^5...10^6 Н) в сложных условиях широко применяются динамометры с магнитоупругим преобразовательным элементом (см. гл. 10), которые отличаются простотой конструкции, высокой надежностью. ***Магнитоупругие преобразователи*** (см. гл. 10) изготовляют, преимущественно, дифференциальными. Один из преобразовательных элементов является рабочим, а идентичный ему второй преобразовательный элемент, на который не действуют измерительные усилия, служит для компенсации начальной индуктивности рабочего превращающего элемента, а также для компенсации влияния внешних факторов, в частности, температуры окружающей среды, частоты источника питания.

Для измерений статических и динамических усилий широко применяются пьезоэлектрические датчики (см. гл. 9).

Для измерения статических усилий используются датчики, пьезоэлемент которых возбуждается на резонансной частоте. В качестве выходной величины таких датчиков может использоваться их резонансная частота [8] или выходное напряжение [16].

Резонансные пьезодатчики с частотным выходом, как правило, изготовляются из кварца и обеспечивают весьма высокую точность [8, 16].

Датчики из пьезокерамики менее точны. Датчики динамических усилий используют прямой пьезоэффект. Частотный диапазон их ограничен сверх резонансной частоты пьезоэлемента. При использовании в качестве нагрузки так называемых усилителей заряда нижняя частота датчика может составлять единицы и доли герц.

12.2. Датчики и приборы для измерения массы

Как известно, масса и вес (точнее, сила притяжения) тела являются принципиально разными величинами. Масса тела, в отличие от силы ее тяжести, не зависит от места нахождения тела на Земле или на другой планете. Зависимость силы притяжения G от значения гравитационного ускорения (ускорение свободного падения) g в данном конкретном месте и массы тела m определяется уравнением

$$G = mg.$$

Ускорение свободного падения зависит от географической широты и высоты над уровнем моря. Для средних географических широт принято считать $g_0 = 9{,}80665$ м/с^2.

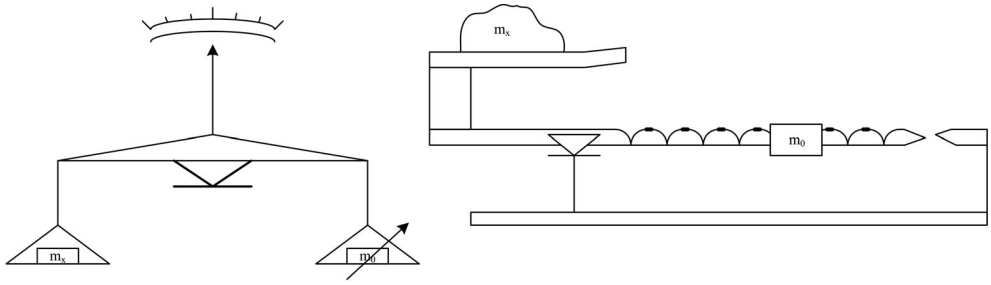
Следовательно, мы можем определить массу тела опосредствовано через измерение силы его притяжения в результате взвешивания. При этом сила притяжения исследуемого объекта может уравновешиваться известной по значению силой, созданной разными способами, в частности [12]:

- с помощью груза (гири) известной массы. Это классический способ, на котором построены обычные механические весы;
- с помощью пружины при ее растягивании (пружинные механические весы);
- в результате деформации упругих элементов с последующим измерением деформации этих элементов с использованием, например, тензорезистивных преобразователей (электромеханические весы);
- электродинамическим способом с помощью обмотки с током, который находится в поле постоянного магнита. Мерой измеряемой величины может быть электрический ток (электродинамические весы).

Только в случае уравновешивания с помощью гирь непосредственно сравнивается вес двух тел независимо от гравитационного ускорения, то есть от места проведения эксперимента. Во всех других случаях взвешивания, в принципе, следовало бы учитывать гравитационное ускорение в данной географической точке.

Самым простым и наиболее распространенным является классический метод взвешивания. Построенные по этому принципу механические весы имеют

несколько разновидностей: вес определяется при устойчивом положении равновесия и регулируемой образцовой массой m_0, значение которой изменяется путем определенного набора гирь (рис. 12.4, *а*), или с неизменной образцовой массой и переменной точкой ее приложения (изменением длины измерительного плеча коромысла, рис. 12.4, *б*).



а) б)

Рис. 12.4. К принципу действия механических весов

Рис. 12.5 схематически объясняет принцип действия ***электродинамических*** силокомпенсирующих весов. При отсутствии измеряемой массы подвижный элемент *1* занимает положение, при котором освещенность двух идентичных фоторезисторов, которые являются элементами моста постоянного тока, одинакова, измерительный мост будет уравновешенным, а исходное напряжение моста будет равняться нулю.

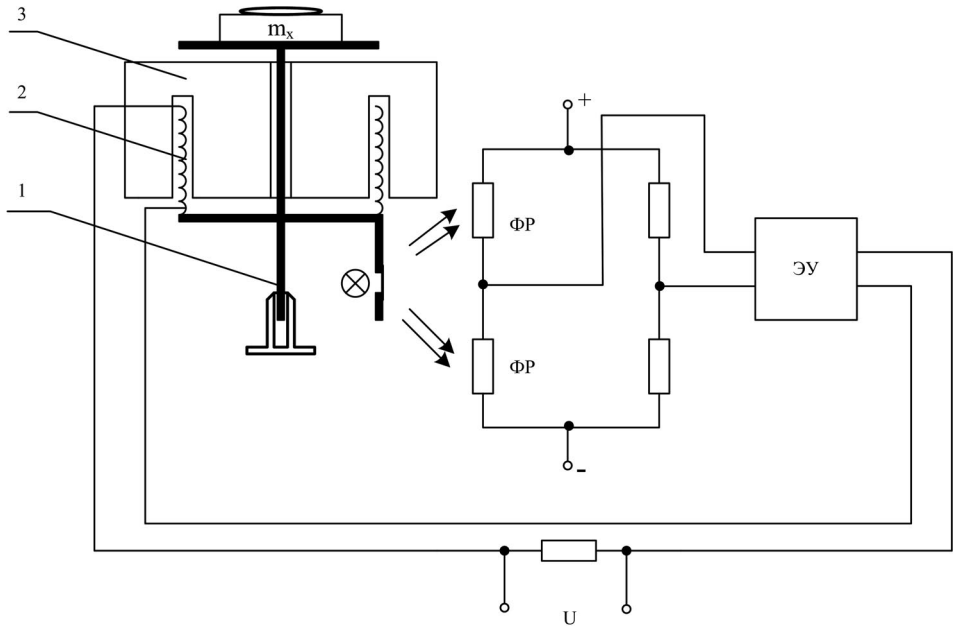


Рис. 12.5. Электродинамические силокомпенсирующие весы

Сила притяжения, создаваемая измеряемой массой m_x, приводит к смещению подвижного элемента *1*, что ведет к изменению степени освещенности, а следовательно и разного по значению изменения сопротивлений фоторезисторов измерительного моста. Условие равновесия нарушается. На выходе моста возникает напряжение разбаланса, которое усиливается электроусилителем ЭУ и через обмотку *2* протечет электрический ток. В результате взаимодействия тока в обмотке с полем постоянного магнита *3* возникает компенсирующая сила, направленная против силы притяжения измеряемой массы.

Электродинамические весы — это в большинстве случаев прецизионные средства измерения массы. Они отличаются широким диапазоном измерений (от миллиграмма до нескольких килограмм), чрезвычайно высокой точностью.

Принципы работы электродинамических весов поясняет рис. 12.6. При отсутствии измеряемой массы (силы притяжения) подвижный ферромагнитный сердечник дифференциального индуктивного преобразователя занимает положение, при котором комплексные электрические сопротивления Z_1 и Z_2 измерительных обмоток преобразователя будут одинаковыми. Мост находится в состоянии равновесия, следовательно, будет равняться нулю напряжение разбаланса ΔU. Под действием силы притяжения массы m_x подвижный сердечник смещается, при этом изменяются сопротивления Z_1 и Z_2. Мост выходит из состояния равновесия и появляется напряжение разбаланса ΔU.

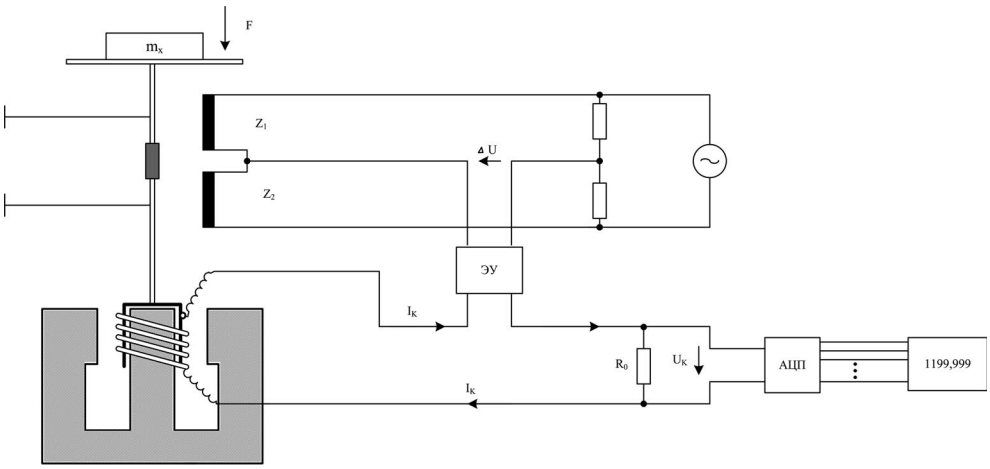


Рис. 12.6. Схема измерительной цепи электродинамических весов уравновешивающего преобразования

Выпрямленное и усиленное электронным усилителем напряжение подается на вход обратного магнитоэлектрического преобразователя. В результате взаимодействия тока в компенсирующей обмотке с полем постоянного магнита образуется компенсирующая сила, направленная встречно силе притяжения. При равенстве измеряемой силы притяжения компенсирующей силе значения компенсирующего тока $I_к$ будет мерой измеряемой силы притяжения, а выходным измеряемым прибором обычно является цифровой вольтметр, который измеряет падение напряжения на образцовом сопротивлении R_0.

Интерферометрические методы измерения массы

При точных взвешиваниях малых масс, в частности, в фармацевтической, ювелирной промышленности, чаще всего используются методы оптической интерферометрии, поскольку они обеспечивают нанометрическую точность и соответствующую разрешающую способность взвешивания. При этом масса с помощью соответствующих первичных преобразователей преобразуется в перемещение, которое влияет на фазу интенсивности лазерного света в плоскости экрана, а после прорабатывания интерферометрической картинки значения измеряемой величины освещается индикатором (отсчетным устройством) (рис. 12.7) [12].



Рис. 12.7. Структурная схема средства взвешивания массы

Первичный преобразователь выполнен в виде консольно закрепленной пластины 2 (плоской пружины из кварцевого стекла), свободный конец которой может перемещаться под действием внешней силы, например, веса взвешиваемой массы 1. Чувствительность такой пружины составляет 0,04 мм/г. Для достижения разрешающей способности по массе, равной 0,1 мг, необходимо обеспечить разрешающую способность по перемещению — 4 нм. Такие возможности созданы миниатюрным интерферометром (рис. 12.8). Разрешающая способность этого интерферометра — 1 нм.

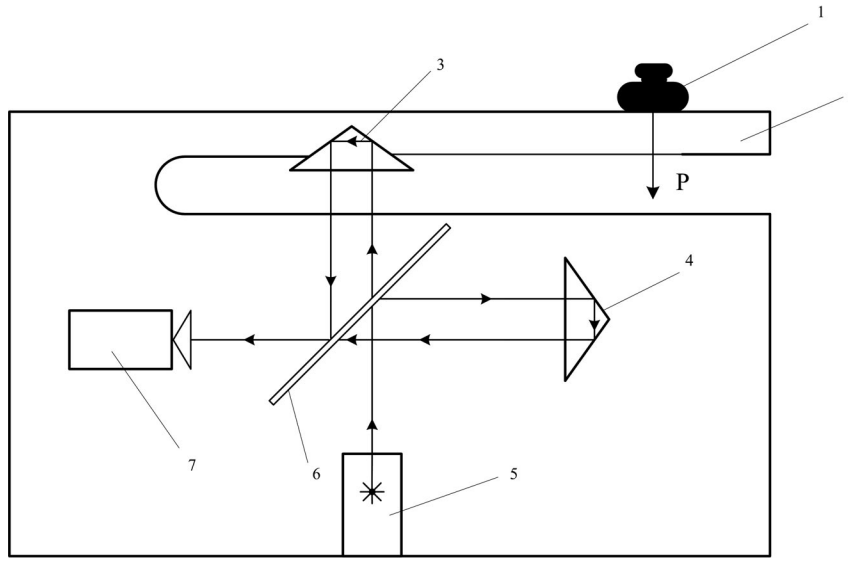


Рис. 12.8. Структура интерферометрического преобразователя

Измерительный отражатель *3* интерферометра вмонтирован в пластину *2*, потому он может двигаться под действием нагрузки *1*. Опорный отражатель *4* является неподвижным. Источником монохроматического излучения служит лазер *5*. Его световой поток расщепляется полупрозрачным зеркалом *6* на две части, каждая из которых направляется к отражателю *3* и *4* соответственно. Результирующее излучение воспринимается приемником *7*. Следовательно, под действием массы m пружина *2* в точке ее приложения испытывает смещение l_n, которое в месте установления отражателя *3* пропорционально отношению L_b/L_n расстояний от точки приложения массы до точки закрепления пластины L_n и от точки установления отражателя до точки закрепления пластины L_b [12].

Это, в свою очередь, создает отличие Δd между путями прохождения лучей — опорного и измерительного, а следовательно, изменение фазы колебаний светового луча.

В устройстве обработки сигналов оптические сигналы с помощью фотодиодов преобразуются в электрические, усиливаются, преобразуются в цифровую форму. Цифровой фильтр выделяет информативный параметр сигнала. После демодулирования в отсчетном устройстве получаем показание, которое отвечает взвешенной массе.

Микроконтроллер обеспечивает соответствующее масштабирование и коррекцию измерительной информации. Недостатком этих весов является их чувствительность к механическим вибрациям, влияние которых несколько уменьшается благодаря использованию цифрового фильтрования [12].

12.3. Датчики давления и разницы давлений

Широкий диапазон измеряемых давлений — от частиц Па до почти 10^{10} Па обусловил и большое разнообразие методов и средств их измерений. Значительная часть методов основана на предварительном преобразовании давления в механическое напряжение, деформацию или перемещение, с помощью упругих преобразовательных элементов с последующим измерением механического напряжения, деформации или перемещения. В других средствах используются физические эффекты, которые дают возможность непосредственно преобразовывать измеряемое давление в электрическую величину, например, в заряд, как в пьезоэлектрических манометрах, или в изменение исходного электрического сопротивления в результате барического тензоэффекта [11—13].

В зависимости от характера и значения измеряемого давления все приборы для измерения давления с общим названием манометры разделяются на такие группы:

- *барометры* — приборы, которые предназначены для измерений атмосферного давления;
- *манометры избыточного давления* — приборы, которые предназначены для измерений давления выше атмосферного, а фактически — разницы между абсолютным и атмосферным давлениями;
- *вакуумметры* — приборы, предназначенные для измерений давления ниже атмосферного;

- *дифференциальные манометры* — приборы, которые предназначены для измерений разницы двух давлений, ни одно из которых не является атмосферным давлением.

По принципу действия манометры разделяют на:

- *жидкостные манометры* — приборы, в которых измеряемое давление уравновешивается давлением столба жидкости соответствующей высоты;
- *механические деформационные манометры* — приборы, в которых измеряемое давление определяется по размеру деформации разных упругих чувствительных элементов или по силе, которую они развивают, и имеют механические отсчетные устройства;
- *электромеханические манометры* — приборы, в которых измеряемое давление предварительно превращается в деформацию упругого чувствительного элемента, или перемещение его незакрепленной части с последующим превращением этих величин в электрические величины с использованием тензорезистивных, емкостных, индуктивных, взаимоиндуктивных, пьезоэлектрических и других вторичных преобразователей;
- *электрофизические манометры*, принцип действия которых основан на зависимости электрических параметров (сопротивление, емкость, электропроводимость и др.) манометрического преобразователя от измеряемого давления.

В манометрах с гидродинамическим уравновешиванием мерой измеряемого давления является высота столба рабочей, так называемой манометрической, жидкости. Ею может быть дистиллированная вода, ртуть, этиловый спирт, трансформаторное масло и др. Выбор рода жидкости определяется диапазоном измерений, условиями эксплуатации, необходимой точностью измерений.

Широкое применение в промышленности приобрели механические деформационные манометры. Они просты конструктивно, надежны и имеют относительно высокую точность.

Для передачи перемещения упругого чувствительного элемента к стрелке манометра в таких приборах используются зубчатые передаточные механизмы.

На рис. 12.9 показаны конструкции манометра с секторным передаточным механизмом. Первичным преобразователем здесь является одновитковая трубчатая пружина (трубка Бурдона) *1*. Перемещение свободного конца пружины, вызванное измеряемым давлением, через тягу *3* передается передаточному механизму *2*, соединенному с указателем (стрелкой) отсчетного устройства.

Предельные номинальные значения измеряемого давления таких манометров находится в пределах от 0,1 до 160 МПа. Наивысший класс точности — 0,5.

Для работы в системах автоматического контроля абсолютного, избыточного или гидростатического давления, а также разницы давлений двух исследуемых сред и их преобразования в унифицированный выходной сигнал, промышленностью выпускается свыше 20 моделей измерительных преобразователей типа «Сапфир». Диапазон преобразуемых давлений этих преобразователей находится в пределах от 0,25 кПа до 100 МПа с допустимыми основными погрешностями 0,25; 0,5 или 1 % и нормируемым исходным током 0...5 мА, 0...20 мА и 4...20 мА.

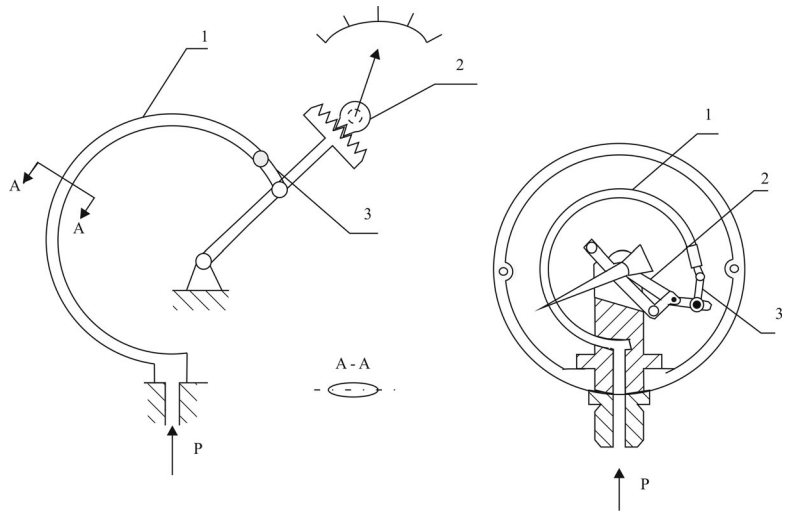


Рис. 12.9. Конструкция манометров с одновитковой трубчатой пружиной

На рис. 12.10 показана конструкция тензорезистивного датчика разницы давлений типа «Сапфир». Датчик имеет первичный мембранно-рычажный преобразователь разницы давлений *1*, разделительные мембраны *2* и *3*, соединенные между собой и с концом рычага первичного преобразователя с помощью тяги *4*. Действие измеряемой разницы давлений $P_1 > P_2$ приводит к перемещению тяги и, соответственно, конца рычага, деформации мембраны, из монокристаллического сапфира, на внешнюю поверхность которой нанесена тензочувствительная гетероэпитаксиальная пленка кремния (см. гл. 7). Тензорезисторы через герметический вывод подсоединяются ко вторичному преобразователю, который входит в состав «Сапфира» и служит для преобразования изменения сопротивления тензорезисторов в выходной унифицированный сигнал.

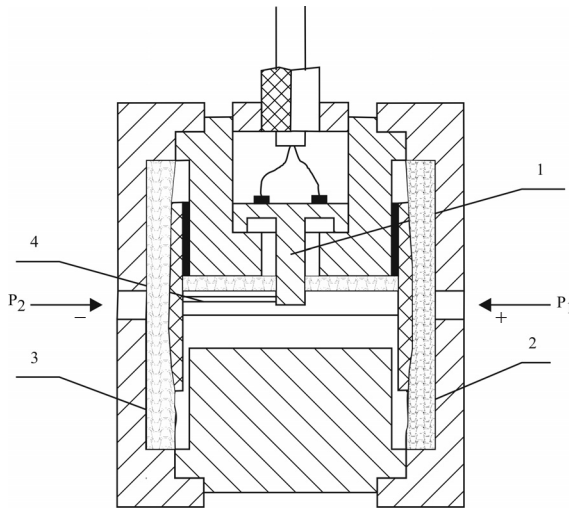


Рис. 12.10. Датчик разности давления типа «Сапфир»

В емкостных преобразователях давления чувствительными элементами, которые преобразуют измеряемое давление в перемещение, являются мембраны. Одновременно они могут быть использованы в качестве подвижных электродов. Емкостные преобразователи обычно имеют верхнюю границу (200...800) Па при чувствительности (0,5...1,0) пФ/Па и начальной емкости (10...20) пФ. Основная их погрешность составляет (1...2)%.

Для измерений давления с предварительным его преобразованием в перемещение широко применяются вторичные приборы с **дифференциально-трансформаторными** измерительными цепями, как указывающие типа КПД, так и самопишущие типа КСД [11, 12].

12.4. Преобразователи крутящих моментов (торсиометры)

Приборы для измерений крутящих моментов называются торсиометрами. Для измерения крутящих моментов чаще всего используют методы, основанные на преобразовании крутящего момента в деформацию (механические напряжения) упругого элемента, выполненного в виде сплошного или полого вала (торсиона), спиральных пружин, подвесов или растяжек. Деформация (механическое напряжение) упругого элемента преобразуется в электрический сигнал с помощью тензорезистивных, индуктивных, магнитоупругих и других преобразователей.

Тангенциальное напряжение τ на поверхности сплошного вала, который находится под действием крутящего момента $M_{кр}$, связано с последним зависимостью

$$\tau = M_{кр} / W_p,$$

где $W_P = \dfrac{\pi R^3}{2}$ — полярный момент сопротивления круглого вала радиусом R.

Для измерений тангенциальных напряжений можно использовать тензорезисторы, наклеенные непосредственно на валах исследуемых объектов, а если это невозможно, — на упругих элементах, соединенных с рабочим валом (рис. 12.11). Тензорезисторы наклеивают в направлении наибольших тангенциальных напряжений, то есть под углом 45° к оси вала. В этом случае чувствительный элемент тензорезистора будет испытывать деформации

$$\varepsilon = \frac{\tau}{2G},$$

где G — модуль сдвига материала исследуемого вала.

Размещением тензорезисторов под углом 45° к оси вала и под углом 90° друг к другу, а также попарно на диаметрально противоположных сторонах вала, как показано на рис. 12.11, с последующим соединением их в схему одинарного моста обеспечивается не только температурная компенсация, но и устраняется влияние деформации изгиба вала на результат измерений.

Если используют четыре тензорезистора, которые попарно воспринимают деформацию разных знаков, исходное напряжение мостовой цепи [12, 13]:

$$U_{вых} = U_{вх} k\varepsilon = U_{вх} k \frac{\tau}{2G} = U_{вх} k \frac{8M_{кр}}{\pi D^2 G},$$

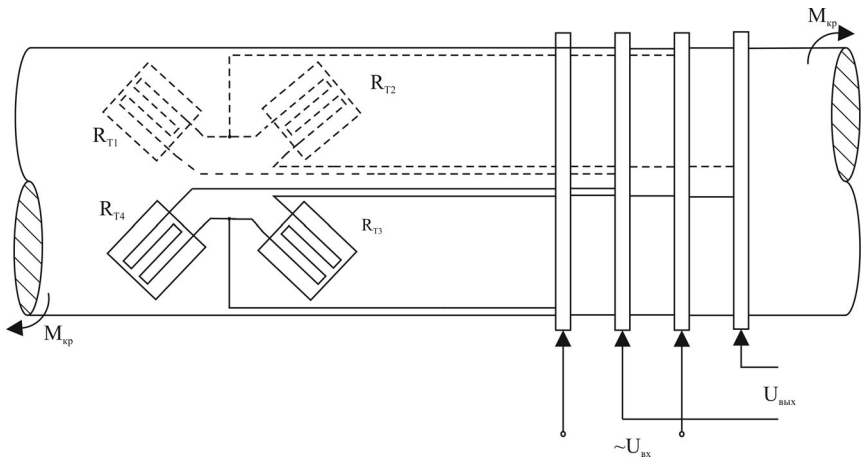


Рис. 12.11. К измерениям крутящих моментов вращающихся валов

откуда

$$M_{KP} = \frac{\pi D^3 G U_{вых}}{8 k U_{вх}},$$

где k — коэффициент относительной тензочувствительности тензорезистора.

Одним из важных элементов торсиометра для измерения крутящих моментов вращающихся валов является токосъемник, который соединяет тензорезисторы с электрической измерительной цепью. Его изготовляют в виде контактного кольца, насаженного на вал, и контактных щеток (рис. 12.11). Значительное влияние на результат измерений в таких случаях могут иметь флуктуации переходных сопротивлений контактов и контактные термоЭДС, которые возникают в результате нагревания контактов из-за трения в них. Для уменьшения этого влияния кольца и щетки изготовляют из материалов, которые в паре имеют малое переходное сопротивление и малую термоЭДС, а также применяют другие схемные решения. Например, если четыре тензорезистора соединить в замкнутое кольцо, а токоснимающие кольца подсоединить к вершине моста, тогда сопротивления контактов будут добавляться лишь к сопротивлениям источника питания и индикатора, а их влияние на результат измерений будет незначительным. Для устранения влияния паразитных контактных термоЭДС измерительную цепь питают от источника переменного напряжения.

Схема бесконтактного торсиометра для измерений крутящего момента вращающихся валов показана на рис. 12.12. На валу *1* четыре тензорезистора R_T, размещенные попарно с двух сторон вала, образуют тензорезистивный мост. Питание мостовой цепи и подключеного к его выходу преобразователя напряжение—частота (ПНЧ) *2* осуществляется от блока питания *3* через трансформатор *4* с подвижной вторичной обмоткой, которая находится на подвижном валу. Первичная обмотка w_1 трансформатора подключена к источнику *5* синусоидного напряжения с частотой 5...10 кГц. В течение полупериода выходного напряжения ПНЧ, когда ключ *S* разомкнутый, напряжение, которое наводит-

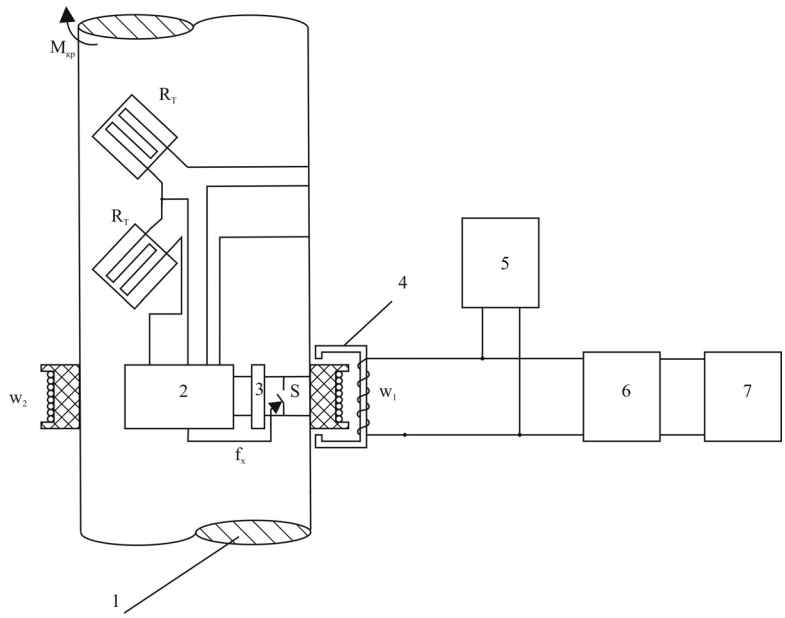


Рис. 12.12. Схема бесконтактного торсиометра

ся во вторичной обмотке трансформатора, выпрямляется, стабилизируется и подается на тензометрический мост. Напряжение разбаланса моста поступает на вход ПНЧ, который служит для преобразования напряжения разбаланса в пропорциональную ему частоту f_x.

Сигнал с выхода ПНЧ в виде частотно модулированного переменного напряжения управляет ключом *S,* который с частотой f_x замыкает и размыкает вторичную обмотку w_2 трансформатора, вызывая модуляцию напряжения на обмотке w_1. Это напряжение после амплитудного демодулятора 6 подается на аналоговый или цифровой частотомер 7. Для несущей частоты 5 кГц чувствительность прибора к относительному изменению сопротивления тензорезисторов составляет $\Delta f_x / \varepsilon = 5000$ Гц % [13].

Погрешность измерения крутящих моментов с помощью наклеенных тензорезисторов может быть доведена до (1...1,5) % при предварительном градуировании измерительного прибора с наклеенными тензорезисторами. Без такого градуирования погрешность может достигать (5...10) %.

При измерении больших крутящих моментов (например, на валах буровых элементов) применяют магнитоупругие трансформаторные преобразователи, в которых в качестве магнитоупругого элемента, магнитная проницаемость которого изменяется с изменением механических напряжений (крутящего момента), используется сам стальной вал. Преимуществом такого метода является то, что намагничивающая и измерительная (вторичная) обмотки преобразователя размещены на неподвижном статоре, чем обеспечивается высокая надежность устройства. Погрешность измерения крутящих моментов с помощью серийных приборов такого типа не превышает 1,5 % [13].

Для измерения механических напряжений чаще всего используются металлические или полупроводниковые тензорезисторы (см. гл. 7) по схемам, аналогичным измерению усилий. Для схемы, изображенной на рис. 12.13, при однородном объемнонапряженном состоянии изотропного материала в пределах упругих деформаций, можно по измеренным значениям главных деформаций ε_x, ε_y, ε_z определить главные напряжения σ_x, σ_y и σ_z, использовав уравнения связи:

$$\varepsilon_x = \frac{1}{E}[\sigma_x - \mu(\sigma_y + \sigma_z)];$$

$$\varepsilon_y = \frac{1}{E}[\sigma_y - \mu(\sigma_x + \sigma_z)]; \qquad (12.6)$$

$$\varepsilon_z = \frac{1}{E}[\sigma_z - \mu(\sigma_x + \sigma_y)],$$

где E — модуль упругости; μ — коэффициент Пуассона.

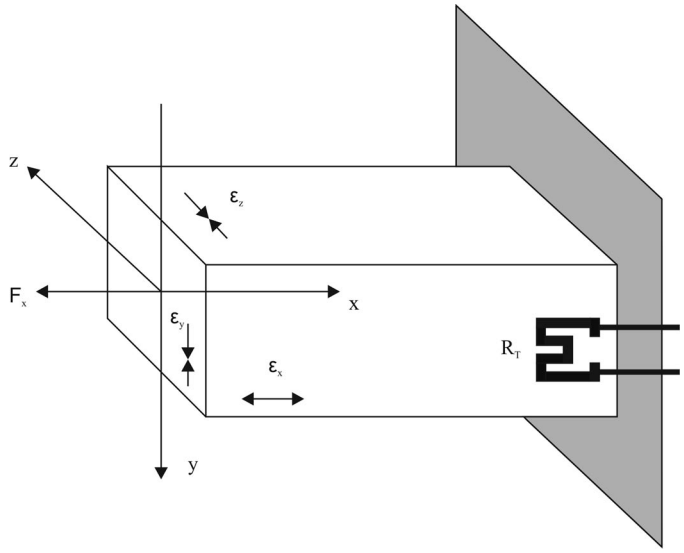


Рис. 12.13. К определению механических напряжений

Для плосконапряженного состояния, когда, например, $\sigma_z = 0$, уравнения (12.6) принимают вид:

$$\varepsilon_x = \frac{1}{E}(\sigma_x - \mu\sigma_y);$$

$$\varepsilon_y = \frac{1}{E}(\sigma_y - \mu\sigma_x); \qquad (12.7)$$

$$\varepsilon_z = -\frac{1}{E}\mu(\sigma_x + \sigma_y),$$

отсюда

$$\sigma_x = E(\varepsilon_x - \mu\varepsilon_y)(1-\mu^2); \qquad (12.8)$$
$$\sigma_y = E(\varepsilon_y - \mu\varepsilon_x)(1-\mu^2),$$

а при линейном напряженном состоянии

$$\sigma_x = E\varepsilon_x, \qquad (12.9)$$

Методы и преобразователи механических напряжений описаны, например, в [1—6, 9, 14].

Литература

1. Анисимов В.А., Каторгин Б.И., Куценко А.Н., Малахов В.П., Рудаков А.С., Чванов В.К. Диагностика механических напряжений на основе акустоупругого эффекта. — Одесса, «Optimum», 2003, 196 с.
2. Анисимов В.А., Каторгин Б.И., Куценко А.Н., Малахов В.П., Рудаков А.С., Чванов В.К. Акустическая тензометрия. Изд. 2. В кн. «Неразрушающий контроль»: Справочник. В 8 т. Т. 4. Стр. 3—228. М.: Машиностроение, 2006.
3. А.с. 532786 СССР. Способ измерения модуля упругости материала / Шарапов В.М., Максак В.М. 1976.
4. Бобренко В.М., Куценко А.Н., Малахов В.П. Акустический контроль механических напряжений. — О.: Astroprint, 1997. 272 с.
5. Демкин Н.Б. Контактирование шероховатых поверхностей. — М.: Наука, 1970. — 227 с.
6. Клюев В.В., Соснин Ф.Р., Филинов В.Н. и др. Неразрушающий контроль и диагностика. — М.: Машиностроение, 1995. 488 с.
7. Левшина Е.С., Новицкий П.В. Электрические измерения физических величин: (Измерительные преобразователи). — Л.: Энергоатомиздат, 1983. — 320 с.
8. Малов В.В. Пьезорезонансные датчики. — М.: Энергоиздат, 1989. — 272 с.
9. Минаев И.Г., Шарапов В.М. Об одном способе измерения контактной жесткости // Изв. вузов СССР. Сер.: «Машиностроение». 1976. № 7.
10. Политехнический словарь. Гл. ред. И.И. Артоболевский. — М.: Советская энциклопедия, 1976. — 608 с.
11. Полищук Е.С. Измерительные преобразователи. — Киев: Вища школа. 1981. — 296 с.
12. Полищук Е.С., Дорожовец М.М., Стадник Б.И., Ивахив О.В., Бойко Т.Г., Ковальчик А. Средства и методы измерений неэлектрической величины: Учебник / Под ред. проф. Е.С. Полищука. — Бескид-Бт, 2008. — 618 с. (на укр. яз.).
13. Проектирование датчиков механических величин / Под ред.. Е.П. Осадчого. — М.: Машиностроение, 1976. — 328 с.
14. Рыжов Э.В. Контактная жесткость деталей машин. — М.: Наука, 1970. — 227 с.
15. Фрайден Дж. Современные датчики: Справочник. — М.: Техносфера, 2005. — 592 с.
16. Шарапов В.М., Мусиенко М.П., Шарапова Е.В. Пьезоэлектрические датчики / Под ред. В.М.Шарапова. — Москва: Техносфера, 2006. — 632 с.
17. Schaumburg H. Sensoren. Band 3. B.G. Teubner Stuttgart: 1992.
18. Schaumburg H. (Hrsg.) Sensoranwendungen. Band 8. B.G. Teubner Stuttgart: 1995.
19. Jorg Hoffman. Tashenbuch der Messtechnic. Leipzig: Fachbuchverlag: 2000.
20. Jan Zakrzewski. Czujniki i przetworniki pomiarowe. Podręcznik problemowe. Gliwice. 2004.
21. www.chipinfo.ru/chipnews/199909/24.html.

ГЛАВА 13

ДАТЧИКИ ВИБРАЦИЙ

13.1. Классификация датчиков вибрации

В зависимости от контролируемого параметра вибрации различают датчики (приборы) для измерения: перемещений, скорости (велосиметры), ускорения (акселерометры), виброрезкости.

По принципу действия различают датчики (приборы): механические, индукционные, индуктивные, емкостные, термоэлектрические, фотоэлектрические, резистивные, пьезоэлектрические и др.

13.2. Механические приборы

Простейший прибор для измерения перемещений показан на рис. 13.1.

При действии вибрации на прибор, установленный на колеблющемся объекте, перемещение массы измеряется непосредственно по шкале 4.

Прибор для измерения горизонтальных колебаний показан на рис. 13.2.

Для измерения крутильных колебаний необходимо воспользоваться маховиком *1*, соединенным с исследуемым объектом *A* мягкой спиральной пружиной *2* (рис. 13.3). Повороты объекта относительно оси маховика покажут нам величину крутильных колебаний, которая отмечается на шкале *3*, помещенной на маховике, указателем *4*, укрепленным на объекте.

Описанные приборы не обеспечивают необходимой точности при измерении колебаний. Несмотря на это обстоятельство по указанному принципу выполняется подавляющее большинство приборов для измерения крутильных

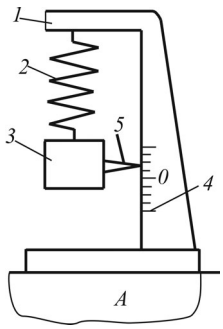


Рис. 13.1. Механический виброметр: *1* — корпус; *2* — пружина; *3* — инерционная (сейсмическая) масса; *4* — шкала

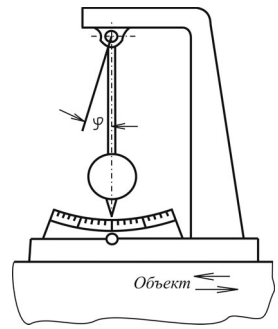


Рис. 13.2. Схема прибора для измерения горизонтальных колебаний

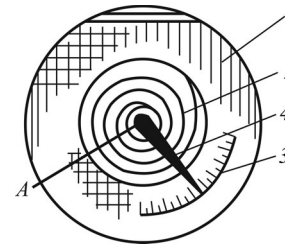


Рис. 13.3. Схема прибора для измерения крутильных колебаний

колебаний. Для подавления же собственных колебаний вводят различного рода сопротивления — успокоители, которые приводят к интенсивному их затуханию [7, 11].

В вибрографах широко применяются и другие типы маятников, а также подвесов с винтовыми и плоскими пружинами [7].

Вибраторы светолучевых осциллографов

К числу вторичных преобразователей вибраций следует отнести также вибраторы (шлейфы) магнитоэлектрических осциллографов [7]. Вибраторные осциллографы являются устройствами, позволяющими записывать многие колебательные процессы и явления. Для этого исследуемый механический процесс с помощью датчика превращают в электрические колебания тока или напряжения. Полученные электрические колебания подают на вибратор, зеркальце которого, отражая падающий от осветителя луч, записывает на фоточувствительной ленте кривую, соответствующую исследуемому процессу. Вибраторы осциллографов бывают двух типов — **петлевые и рамочные** [7].

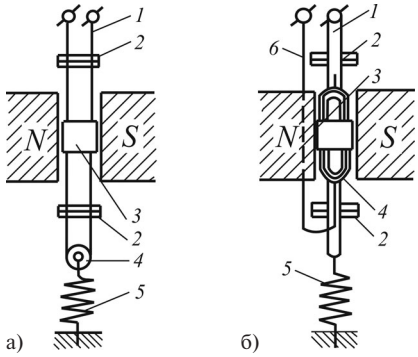


Рис. 13.4. Схемы подвижных систем вибраторов магнитоэлектрических осцилографов

На рис. 13.4, *а* показана схема петлевого вибратора. Между полюсами постоянного магнита натянута в виде петли тонкая ленточка *1* из немагнитного металла, чаще всего из бронзы. Петля опирается на две изолирующие призмочки *2* (опорные порожки), в центре ее наклеено маленькое зеркало *3*.

Таким образом, рабочая часть петли состоит из двух параллельных ленточек, по одной из которых ток течет в одном направлении, а по другой — в противоположном. Петля перекинута через ролик *4* и натянута пружиной *5*. Все устройство помещено в корпус, залитый маслом. При протекании тока по петле ее ветви в результате взаимодействия тока и магнитного поля переместятся в разные стороны, и зеркальце повернется на угол, пропорциональный току.

Петлевые вибраторы изготовляются с собственными частотами от 600 до 20 000 Гц. Вибраторы этого типа установлены в широко распространенном ранее осциллографе МПО-2.

На рис. 13.4, *б* представлена схема рамочного вибратора со сплошной растяжкой. Здесь на ленточной растяжке *1*, выполненной из бронзы или другого немагнитного металла, наклеивается узкая рамка *4* из нескольких витков тонкой медной эмалированной проволоки. Здесь же укрепляется зеркальце *3*.

Исследуемый ток, протекая по рамке, взаимодействует с магнитным полем и заставляет рамку с зеркальцем поворачиваться в соответствии с величиной тока.

В современных виброизмерительных приборах сигнал датчика обрабатывается и визуализируется в компьютере.

13.3. Индукционные датчики

Виброметры перемещения работают в диапазоне частот, лежащем выше низшей f_{01}, но ниже второй f_{02} собственных частот. В качестве виброметров обычно применяют магнитоэлектрические устройства [7, 11]. Наиболее распространенными приборами этого типа являются сейсмографы. Измеряемые перемещения имеют значения от 10^{-4} до 10^{6} мкм.

Для уверенной расшифровки записей коэффициент преобразования сейсмографа должен достигать $2 \cdot 10^{7}$ [10]. В индукционных (или магнитоэлектрических) датчиках для преобразования механических колебаний используется явление электромагнитной индукции (см. гл. 10).

Индукционные датчики бывают с поступательным или вращательным движением катушек или магнитов, а также с подвижным кольцом или якорем.

Во всех этих датчиках индуцированная э.д.с. пропорциональна скорости перемещения. Если нужно измерить само перемещение, то на выходе датчика необходимо включить интегрирующую цепь; если же надо измерить ускорения вибрации объекта, то на выходе датчика включается дифференцирующая цепь.

Магнитоэлектрический датчик сейсмографов (рис. 13.5) содержит постоянный магнит *1* с магнитопроводом *2*, в воздушном зазоре которого помещена катушка *3,* жестко связанная с инерционной массой *4.* При движении тела *4* в катушке индуцируется э.д.с., пропорциональная скорости перемещения катушки относительно магнита. Далее этот сигнал должен быть проинтегрирован.

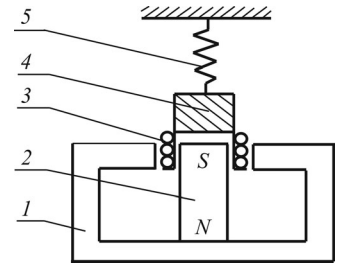


Рис. 13.5. Схема датчика виброметра сейсмографа: *1* — магнит; *2* — магнитопровод; *3* — катушка; *4* — инерционная масса; *5* — пружина

На рис. 13.6, *а* показана схема индукционного датчика виброметра с поступательным движением катушки [10]. Датчик состоит из постоянного магнита *3,* укреп-

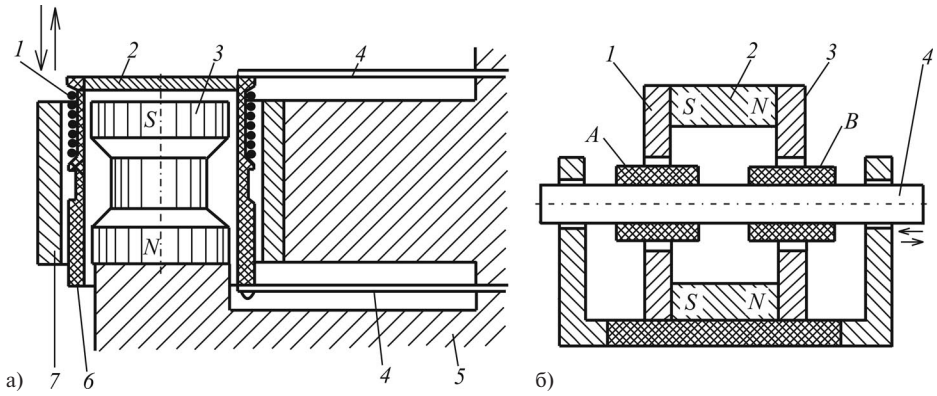


Рис. 13.6. Индукционные датчики с поступательным движением катушек: а — датчик виброметра; б — датчик велосиметра

ленного на корпусе прибора *5*, магнитопровода *7*, двух одинаковых плоских пружин *4*, обмотки *1*, каркаса обмотки *6*, который может одновременно выполнять функцию электромагнитного успокоителя, если он будет изготовлен из металла (алюминий, латунь). Сверху каркас 6 закрывается крышкой *2*, что создает при колебании системы дополнительное воздушное успокоение.

На рис. 13.6, *б* представлена схема индукционного датчика велосиметра с поступательным движением катушек [10]. Подвижные катушки *A* и *B* вместе с сердечником *4* перемещаются с измеряемой скоростью в магнитном поле, созданном в отверстиях стенок *1* и *3* кольцевым магнитом *2*. В обмотках катушек индуцируются э.д.с. противоположных направлений. Чтобы эти э.д.с. складывались, обмотки катушек соединяются навстречу друг другу.

Э.д.с., индуцируемая в катушках рассматриваемых датчиков, определяется по формуле

$$E = w\pi D_{cp} B\upsilon = w\frac{\Phi}{b}\upsilon, \qquad (13.1)$$

где w — число витков в катушках датчика; $D_{\text{ср}}$ — средний диаметр витка катушек в сантиметрах; B — магнитная индукция в зазоре в веберах на квадратный сантиметр; b — ширина поверхностей магнитопровода, ограничивающих воздушный зазор, в сантиметрах; Φ — магнитный поток в зазоре в веберах; υ — скорость перемещения катушек в сантиметрах в секунду; E — э.д.с. в вольтах.

В некоторых конструкциях вибродатчиков подвижным элементом является не катушка, а постоянный магнит. На рис. 13.7, *а* и *б* приведены схемы таких вибродатчиков. Сейсмическая масса *3*, включающая также и постоянный магнит *1*, крепится к корпусу с помощью плоских или винтовых пружин *2*. Неподвижная катушка *4* крепится к основанию *5* датчика. Каркас катушки делается из пластмассы или алюминия. В последнем случае при необходимости снизить успокоение по образующей цилиндра каркаса делается сплошной разрез, который значительно снижает вихревые токи.

Основными достоинствами таких вибродатчиков являются сравнительная простота изготовления и возможность получения очень низкой частоты собственных колебаний, а при использовании сильного магнита — высокой чувствительности.

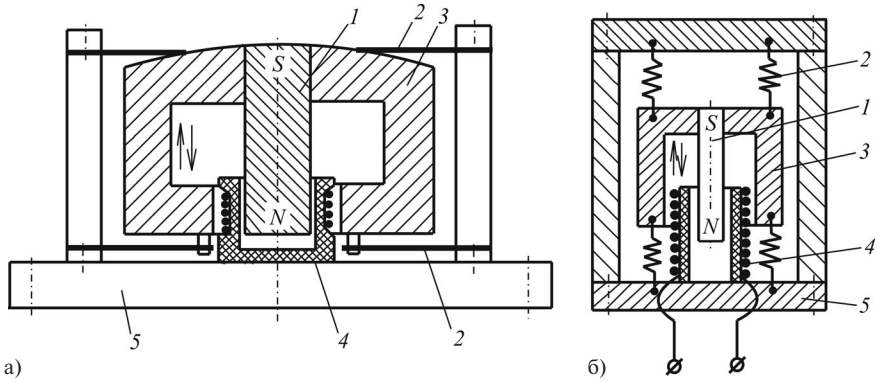


Рис. 13.7. Индукционные датчики с поступательным движением постоянных магнитов: а — с плоскими пружинами; б — с винтовыми пружинами

На рис. 13.8 показана схема индукционного датчика с неподвижной катушкой [7]. Якорь *1*, перемещаясь, изменяет величину воздушного зазора и, следовательно, магнитного потока, созданного постоянным магнитом *4* и проходящего через сердечник *3* катушки *2*.

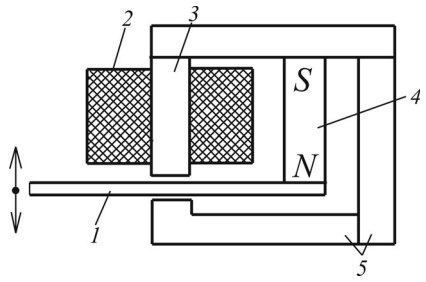


Рис. 13.8. Индукционный датчик с неподвижной катушкой

Благодаря большому числу витков катушки э.д.с., наводимая в ней, достигает значительных величин (до нескольких единиц и даже десятков вольт). В конструкции датчика предусмотрен шунтирующий магнитопровод *5*. Это сделано для того, чтобы при перемещении якоря датчика не нужно было преодолевать сил магнитного притяжения.

Индукционные датчики вращательного движения служат для измерения угловых скоростей и ускорений.

На рис. 13.9, *а* показана схема индукционного датчика вращательного движения с вращающейся катушкой *2*, которая механически связана с испытуемым объектом через вал *1* и перемещается относительно магнита *3*. Такие датчики представляют собой небольшой генератор и делятся на датчики постоянного тока, имеющие коллектор, и датчики переменного тока, имеющие контактные кольца. Э.д.с., наводимая в обмотке этих датчиков, пропорциональна скорости вращения якоря с обмоткой с точностью до 1—3%. Эти датчики обычно работают при скоростях вращения якоря до 5000—10000 об/мин.

При более высоких скоростях использование этих датчиков затруднительно, так как центробежные силы создают в обмотке большие растягивающие усилия. Также затруднительно измерение очень малых скоростей из-за ненадежности работы скользящих контактов при низких напряжениях.

В этом отношении применение датчиков с вращающимся магнитом *1* и неподвижными катушками *2* (рис. 13.9, *б)* следует считать более выгодным,

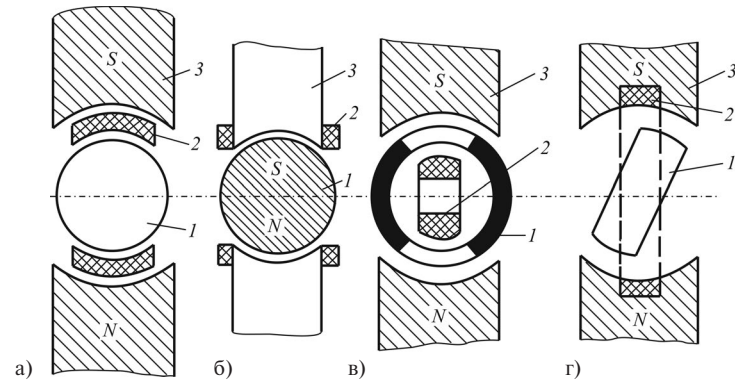


Рис. 13.9. Принцип устройства индукционных датчиков вращательного движения: а — постоянного тока с вращающейся катушкой; б — переменного тока с вращающимся магнитом; в — переменного тока с вращающимся кольцом; г — переменного тока с подвижным якорем

так как, придавая полюсным наконечникам специальную форму, можно получить в обмотках катушек э.д.с, изменяющуюся не по синусоидальному закону, а, например, по пилообразному закону. С помощью таких датчиков можно измерять очень большие скорости (до десятков тысяч оборотов в минуту), так как вращающийся магнит может быть полностью уравновешен.

В датчике, показанном на рис. 13.9, *в,* в зазоре между полюсами неподвижного магнита *3* и катушкой *2* вращается кольцо *1* (в датчике, показанном на рис. 13.9, *г,* внутри катушки 2, между полюсами постоянного магнита вращается якорь *1*), которое связано механически с испытуемым валом. Кольцо или якорь изготавливают из ферромагнитного материала, изменяющего при своем движении магнитное сопротивление, а следовательно, и поток, сцепляющийся с витками катушки.

В датчиках, показанных на рис. 13.9, *а, б,* магнитный поток не изменяется, и расчет магнитной цепи и э.д.с. датчика производят, используя обычные приемы расчета постоянных магнитов.

В датчиках же, показанных на рис. 13.9, *в, г,* необходимо учитывать переменную составляющую магнитного потока, обусловленную изменением во времени магнитного сопротивления потоку, а также влияние поверхностного эффекта на распределение переменной составляющей магнитного потока.

13.4. Индуктивные датчики

Индуктивные электромагнитные датчики находят широкое применение для измерения малых и больших перемещений. Основной принцип работы индуктивных датчиков состоит в изменении сопротивления магнитопровода, осуществляемого или изменением величины воздушного зазора магнитной цепи, или магнитной проницаемости железного сердечника, входящего в магнитную цепь. Индуктивные датчики бывают с переменным воздушным зазором, с подвижным железным сердечником, магнитоупругие (или магнитострикционные) и основанные на вихревых токах (см. гл. 10).

Индуктивность электромагнитной системы, содержащей обмотку и ферромагнитный сердечник с небольшим воздушным зазором, определяется формулой

$$L = \frac{w^2}{Z_м}, \tag{13.2}$$

где w — число витков; $Z_м$ — магнитное сопротивление сердечника и зазора.

Как известно,

$$Z_м = \sqrt{\left(R_ж + R_\delta\right)^2 + X_м^2}, \tag{13.3}$$

где $R_ж = \dfrac{l}{\mu s_ж}$ — активное магнитное сопротивление сердечника; l и $s_ж$ — длина и площадь поперечного сечения сердечника; μ — магнитная проницаемость сердечника; $R_\delta = \dfrac{\delta}{\mu_в s_в}$ — магнитное сопротивление воздушного зазора; δ — ве-

личина воздушного зазора; $s_в$ — площадь поперечного сечения участка воздушного зазора; $\mu_в$ — магнитная проницаемость воздуха; $X_м = \dfrac{P_ж}{\omega \Phi^2}$ — реактивная составляющая магнитного сопротивления, обусловленная вихревыми токами и потерями на гистерезис; $P_ж$ — потери в сердечнике; ω — угловая частота; Φ — эффективное значение магнитного потока в веберах.

Подставляя выражение $Z_м$ в формулу (13.2), будем иметь

$$L = \frac{w^2}{\sqrt{(R_ж + R_\delta)^2 + X_м^2}}. \qquad (13.4)$$

Эта формула показывает, что индуктивность L электромагнитной системы можно изменять, воздействуя на число витков системы, активное магнитное сопротивление сердечника, величину воздушного зазора магнитопровода и реактивное магнитное сопротивление магнитной цепи. Все эти параметры могут быть положены в основу построения индуктивных датчиков перемещения (см. гл. 10).

Датчики с переменным воздушным зазором

На рис. 13.10 приведены схемы и характеристики индуктивного датчика с переменным воздушным зазором. Обычно индуктивный датчик проектируют с ненасыщенным магнитопроводом, причем воздушный зазор выбирают в пределах 0,1—0,5 мм. При этих условиях можно в выражении (13.4) пренебречь значениями $R_ж$ и $X_м$, тогда

$$L \approx \frac{w^2}{R_б} = \frac{w^2 s_в \mu_в}{\delta}. \qquad (13.5)$$

Чувствительность индуктивного датчика

$$S = \frac{dL}{d\delta} = -\frac{w^2 s_в \mu_в}{\delta^2}, \qquad (13.6)$$

т.е. она обратно пропорциональна квадрату воздушного зазора δ.

Величина тока в обмотке датчика

$$I = \frac{U}{\sqrt{R^2 + \omega^2 L^2}}, \qquad (13.7)$$

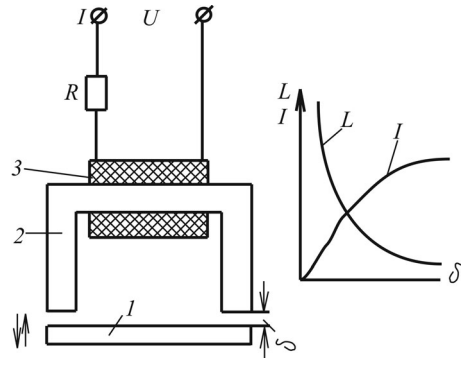


Рис. 13.10. Схема и характеристики индуктивного датчика: *1* — якорь; *2* — сердечник; *3* — обмотка

где U — напряжение; R — активное сопротивление; ω — угловая частота переменного тока; L — индуктивность.

Индуктивные датчики с переменным воздушным зазором имеют высокую чувствительность, так как они реагируют на изменение величины воздушного зазора порядка 0,1—0,5 мк. Этим и объясняется сравнительно широкое их применение в виброизмерительной технике.

На рис. 13.11 показаны схемы некоторых дифференциальных индуктивных датчиков с переменным воздушным зазором [7].

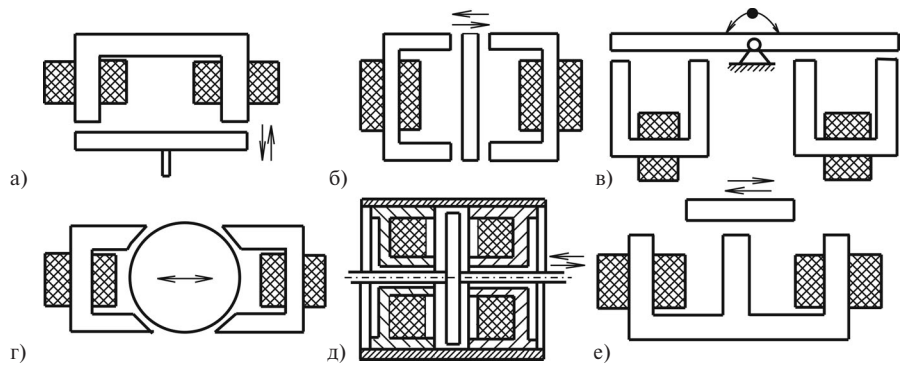


Рис. 13.11. Типы дифференциальных индуктивных датчиков

На рис. 13.11, *а, б* представлены наиболее распространенные схемы простых дифференциальных датчиков перемещения.

Схема, показанная на рис. 13.11, *в,* служит для измерения малых угловых перемещений, а на рис. 13.11, *г* — для измерений малых перемещении вращающегося вала. На рис. 13.11, *д* показана схема дифференциального датчика перемещения цилиндрического типа. На рис. 13.11, *е* изображена схема дифференциального датчика с изменяющейся площадью зазора.

Датчики с подвижным сердечником

Для измерения больших перемещений, порядка нескольких сантиметров, применяют соленоидные датчики (рис. 13.12, *а),* состоящие из открытого соленоида и подвижного якоря. При вхождении якоря внутрь катушки индуктивность последней изменяется приблизительно пропорционально введенной в катушку массе якоря, т.е.

$$L = \frac{w^2}{l_к}(D_2 - D_1)\, l\, \mu, \tag{13.8}$$

где w, $l_к$, $D_2 - D_1$ — число витков, длина и разность диаметров поперечного сечения катушки в сантиметрах; l — величина вхождения якоря в сантиметрах; μ — магнитная проницаемость материала якоря.

На рис. 13.12, *б* показан дифференциальный индуктивный датчик соленоидного типа. В таких датчиках входное перемещение якоря составляет до 50—60 мм.

На рис. 13.12, *в* приведена схема трансформаторного дифференциального датчика, состоящего из трех катушек: двух катушек *А,* питаемых переменным током, и катушки *Б,* к которой присоединяется измерительный прибор. При отсутствии вибрации якорь находится в нейтральном положении, и в цепи измерительной катушки тока нет. При смещении якоря в любую сторону и нарушении симметрии в этой цепи появляется ток с частотой питающего напряжения. Если якорь является сейсмической массой, то при ее вибрации относительно катушек в цепи измерительной катушки возникают модулированные колебания, как и в схеме вибродатчика трансформаторного типа. В случае не-

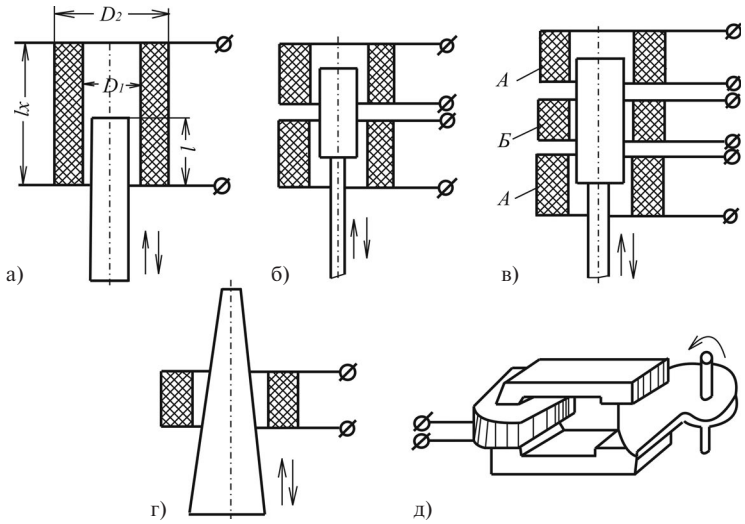


Рис. 13.12. Типы индуктивных датчиков с подвижным ферромагнитным сердечником

обходимости катушки *А* и *Б* можно поменять местами: питание можно подавать в катушку *Б,* а суммарное напряжение измерять на катушках *А* [7].

Для измерения больших перемещений применяется соленоидный датчик, состоящий из относительно короткой катушки и профильного якоря большой длины (рис. 13.12, *г*). В конструкциях этих датчиков можно путем изготовления якоря сложной формы получить линейную зависимость [7].

На рис. 13.12, *д* изображена схема индуктивного датчика с профилированным плоским кулачком, который играет роль якоря и может поворачиваться на угол $\alpha = 0 \div 360°$. При этом возможно получение любого вида зависимости

$$L = f(\alpha).$$

13.5. Тензометрические датчики

К достоинствам тензометрических измерительных преобразователей (ИП) относится широкий амплитудный диапазон измерений и сравнительно низкое выходное сопротивление, что способствует подавлению электромагнитных наводок. Однако в силу небольшой мощности полезного сигнала создание высокочастотных тензометрических ИП параметров движения встречает большие трудности. Поэтому их рабочий диапазон частот редко превышает 10 кГц [7].

На рис. 13.13 представлена конструкция тензометрического вибродатчика с четырьмя тензорезисторами. В корпусе *1* установлены два стакана *4* и *6*, стенки которых образуют упругие элементы; на них наклеены тензорезисторы. Донышки стаканов, втулка *12* и винт *7* с гайкой *13* образуют инерционное тело. Выводы *11* тензорезисторов соединены с жилами *10* кабелей пайкой. Места пайки залиты мастикой *9* и защищены изолирующей прокладкой *8*.

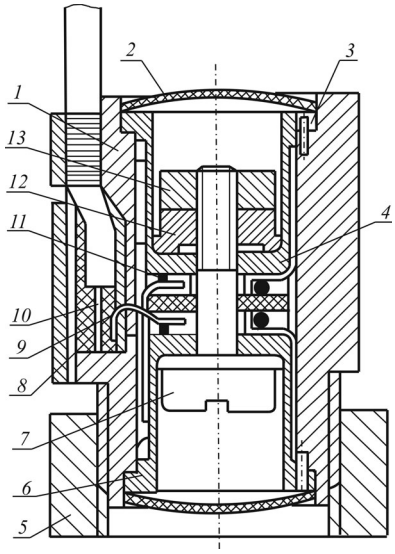


Рис. 13.13. Тензометрический вибродатчик [10]: *1* — корпус; *2* — крышки; *3* — штифты; *4*, *6* — стаканы; *5* — гайка; *7* — винты; *8* — прокладка; *9* — мастика; *10* — жилы кабеля; *11* — выводы; *12* — втулка; *13* — гайка

Штифты *3* исключают проворот стаканов. Крышки *2* запрессованы в корпус *1*. Датчик с помощью гайки *5* с конической резьбой крепится к объекту.

13.6. Емкостные датчики

Емкостные датчики преобразуют механическое перемещение (линейное или угловое) в изменение электрической емкости конденсатора. Как известно, емкостный датчик представляет собой конденсатор, состоящий из двух или более пластин, разделенных слоем воздуха или другим диэлектриком (см. гл. 8).

Емкость плоского конденсатора определяется известной формулой

$$C = \frac{\varepsilon s}{\delta}, \tag{13.9}$$

где ε — диэлектрическая проницаемость среды между пластинами конденсатора; s — площадь пластины; δ — величина зазора между пластинами.

Из приведенной формулы видно, что изменения емкости можно достигнуть путем изменения значения одной из величин δ, s и ε. Соответственно могут быть изготовлены различные типы емкостных датчиков, в которых, в зависимости от измеряемого виброперемещения, изменяется один из этих параметров, а остальные остаются постоянными.

На рис. 13.14 приведены принципиальные схемы емкостных датчиков перемещения и их характеристики в зависимости от изменяемого параметра.

Различают три типа емкостных датчиков перемещения: датчики с переменным зазором; датчики с переменной площадью пластин конденсатора; датчики с переменной диэлектрической проницаемостью.

На рис. 13.15 показана схема емкостного датчика ускорения с плоским конденсатором и переменным зазором. Сейсмическая масса *1* закреплена на жесткой металлической плоской мембране *2,* обеспечивающей достаточно вы-

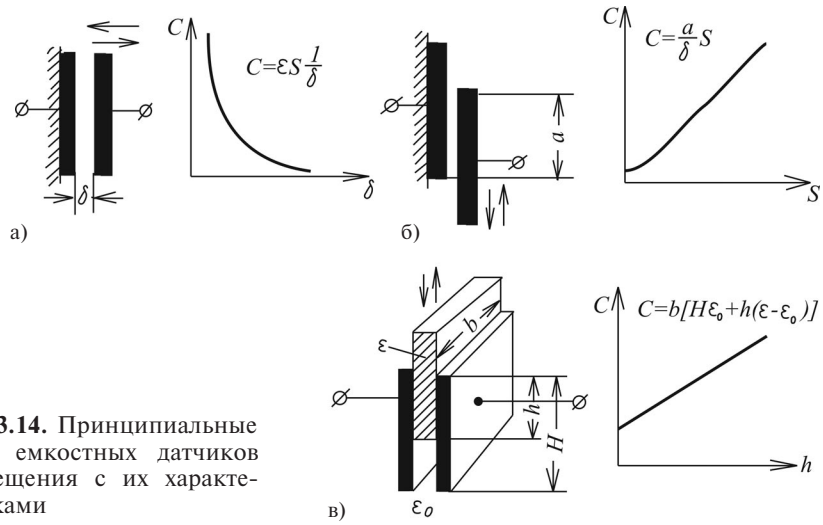


Рис. 13.14. Принципиальные схемы емкостных датчиков перемещения с их характеристиками

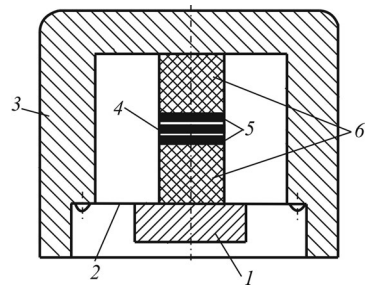


Рис. 13.15. Емкостный датчик ускорения: *1* — инерционная масса; *2* — мембрана; *3* — корпус; *4* — слюдяная пластинка; *5* — электроды; *6* — прокладка

сокую частоту собственных колебаний подвеса. Нижняя обкладка конденсатора *5* через изолирующую прокладку *6* соединена с мембраной *2*, а верхняя обкладка через изолирующую прокладку *6* — с корпусом *3*.

Для увеличения емкости и предохранения от замыкания и пробоя в зазор между обкладками конденсатора введен твердый диэлектрик — тонкая слюдяная пластинка *4*. Под действием вибрации меняется зазор между обкладками, а следовательно, и величина емкости конденсатора.

13.7. Электронно-механические датчики перемещения

На рис. 13.16, *а* приведена схема двухэлектродного электронно-механического датчика с продольным управлением. Датчик снабжен неподвижным плоским катодом *K* с косвенным подогревом и плоским подвижным анодом *A*, укрепленным на стержне *1*, который перемещается с упругим стеклянным сильфоном *2*, впаянным в стенку баллона лампы *3*. Электроды — катод и анод — расположены параллельно друг другу.

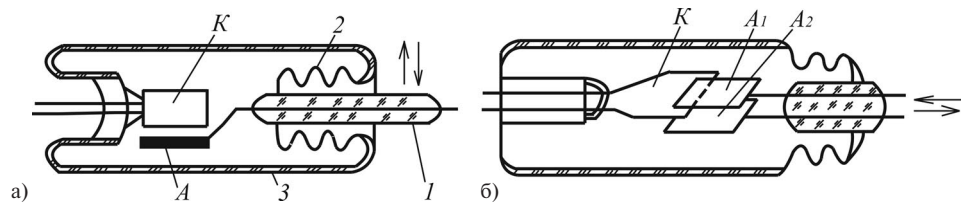


Рис. 13.16. Электронно-механические датчики перемещения: а — с продольным управлением; б — с зондовым управлением

Изменение расстояния между электродами при постоянном напряжении на них влечет за собой соответствующее изменение анодного тока лампы. Наружный конец стержня *1* соединяется с исследуемым объектом.

Полагая, что при малых перемещениях анод остается параллельным катоду, можно написать формулу чувствительности по току для подобного двухэлектродного датчика [7]:

$$S_i = \frac{2AsU_a^{3/2}}{l^3}, \tag{13.10}$$

где A — постоянная, равная $2{,}34 \cdot 10^{-6}$; s — рабочая поверхность накаленного катода; U_a — анодное напряжение; l — расстояние между электродами.

Чувствительность по току у этих датчиков при относительно невысоких анодных напряжениях и сравнительно малом внутреннем сопротивлении получается довольно высокой, достигающей 100 мА на миллиметр смещения анода. Эти датчики имеют нелинейную характеристику.

На рис. 13.16, *б* показана схема электронно-механического датчика перемещения с зондовым управлением. Действие этого датчика основано на перемещении между двумя плоскими анодами A_1 и A_2 тонкого накаленного катода K непосредственного накала. Электроды A_1 и A_2 присоединяются к анодному источнику питания. Анодный ток сильно изменяется при перемещении катода K относительно электродов A_1 и A_2. В некоторых конструкциях подобных электронных датчиков движение катода заменяют движением электродов A_1 и A_2, как это показано на приведенной фигуре.

Эти датчики отличаются значительной чувствительностью к напряжению, достигающей десятых долей вольта на микрон.

Особый интерес для виброизмерительной техники представляют также электронно-механические датчики ускорений, так называемые акселетроны [7].

Их действие основано на перемещении подвижного электрода лампы под действием инерционной силы. Акселетроны изготавливаются с внутренней и внешней инерционной массой.

13.8. Фотоэлектрические датчики

Фотоэлектрические датчики или фотоэлементы с внешним фотоэффектом состоят из **фотокатода** *K* (рис. 13.17, *а*), излучающего электроны под действием света, и **анода** *A,* собирающего эти электроны (см. гл. 18).

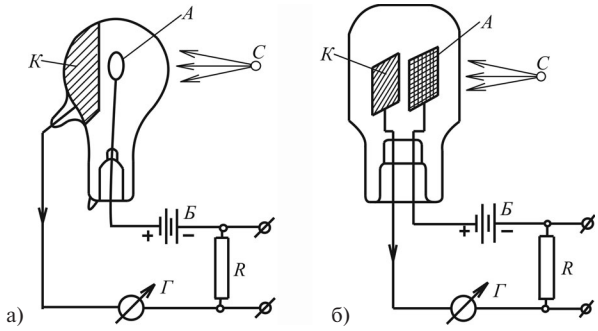


Рис. 13.17. Включение фотоэлемента с внешним фотоэффектом

Катод и анод фотоэлемента помещаются в стеклянной колбе. Фотокатодом служит щелочноземельный металл, наносимый обычно на серебряную подложку, осажденную непосредственно на стеклянной колбе с внутренней стороны (рис. 13.17, *а*) или на специальной пластинке *К* (рис. 13.17, *б*). Анодом служит металлическое кольцо или сетка, имеющие форму, обеспечивающую попадание света на катод.

Для измерения фототока, возникающего в цепи фотоэлемента при освещении его источником света С, фотоэлемент последовательно с гальванометром *Г* и сопротивлением *R* присоединяется к источнику питания *Б* (см. гл. 18).

На рис. 13.18. показано несколько способов получения сигнала в фотоэлектрических датчиках.

На рис. 13.18, *а* интенсивность луча меняется за счет изменения действующей поверхности зеркала. В конструкции, приведенной рис. 13.18, *б,* объект является своего рода подвижной ширмой, и поэтому не требуется введения никаких дополнительных элементов. На рис. 13.18, *в* изображена дифференциальная схема фотоэлектрического датчика с подвижной призмой. Здесь два фотоэлемента включены в мостовую схему. На рис. 13.18, *г* изображена схема фотоэлектрического датчика с заслонкой в виде сдвоенной решетки. Такой датчик позволяет получить высокую чувствительность к малым перемещениям.

Характерной особенностью фотоэлектрических датчиков является то, что вибрирующий элемент не связывается механически с какими-либо деталями и, следовательно, трение исключается.

Этот бесконтактный метод измерения может быть с успехом применен при исследовании вибрации небольших и легких объектов, к которым другие типы датчиков не могут быть прикреплены без нарушения нормальной работы объекта.

В качестве чувствительных элементов фотодатчиков вибрации могут использоваться также фотосопротивления, фотодиоды, фототранзисторы (см. гл. 18).

13.9. Магнито-резистивные датчики

Датчики этого типа основаны на изменении омического сопротивления некоторых материалов в магнитном поле. При перемещении проводника из такого материала в однородном магнитном поле величина сопротивления проводника изменяется в зависимости от его расположения [7] (см. гл. 10).

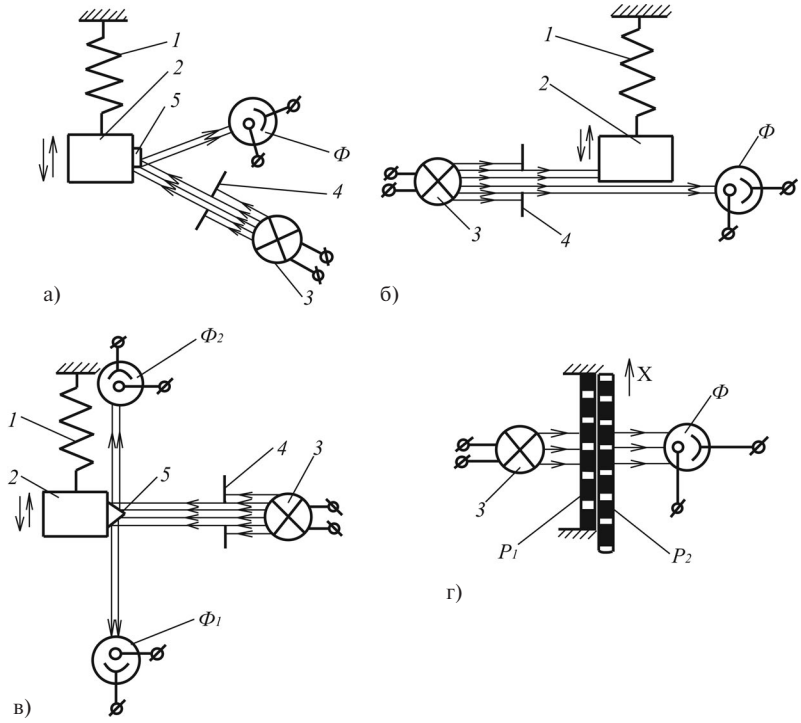


Рис. 13.18. Способы получения сигнала в фотоэлектрических датчиках: *1* — пружина; *2* — инерционный грузик; *3* — источник света; *4* — щель; *5* — зеркало или призма; Φ, Φ_1 и Φ_2 — фотоэлементы; P_1 — неподвижная решетка; P_2 — подвижная решетка

Как известно, висмут является одним из материалов, который изменяет свое сопротивление в магнитном поле.

Чувствительность магнито-омического датчика (рис. 13.19)

$$S = \frac{\frac{\Delta R}{R}}{H}, \tag{13.11}$$

где $\frac{\Delta R}{R}$ — относительное изменение сопротивления; H — напряженность магнитного поля в А/см.

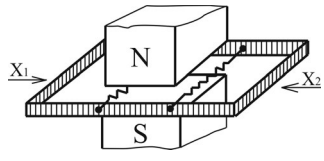


Рис. 13.19. Магнито-резистивный (висмутовый) датчик перемещения

Погрешности этих датчиков определяются влиянием температуры на сопротивление рабочего проводника и на величину чувствительности материала к магнитному полю. Некоторое уменьшение погрешностей может быть достигнуто применением дифференциальных схем. Здесь целесообразно применять компенсационные схемы, так как они полностью устраняют температурные погрешности.

13.10. Пьезоэлектрические акселерометры

Среди различных типов датчиков вибраций к настоящему времени наибольшее распространение получили пьезоэлектрические вибродатчики (акселерометры) [22, 23].

Это обусловлено рядом достоинств пьезоэлектрических датчиков (см. гл. 9). Входным воздействием для пьезоэлектрических акселерометров является сила

$$F = m\frac{d^2x}{dt^2}, \tag{13.12}$$

где m — инерционная (сейсмическая) масса акселерометра; $\frac{d^2x}{dt^2}$ — ускорение вибрации.

Обычно чувствительный элемент (сенсор) пьезоэлектрического акселерометра состоит из пьезоэлемента, инерционной массы и упругого элемента. Чувствительный элемент устанавливается в корпус, который, в свою очередь, может состоять из основания и крышки, встроенного усилителя и разъема для подсоединения кабеля. Чувствительный элемент, состоящий из указанных выше элементов, называется многоэлементным (или полиморфным) [2, 3].

Между тем, известны акселерометры, в которых пьезоэлемент, инерционная масса, упругий элемент и основание состоят из одного монолитного пьезоэлектрического блока [6, 7]. Такой акселерометр называют монолитным или мономорфным.

В связи с этим предложена классификация акселерометров (рис. 13.20) по количеству элементов (монолитные и многоэлементные), по виду используемого пьезоэффекта (на прямом пьезоэффекте и резонансные), по виду волн (на объемных волнах и поверхностных акустических волнах), по виду используемого пьезоэлектрического материала (монокристаллические и пьезокерамические). Многоэлементные акселерометры могут содержать моноэлементные пьезоэлементы (один или несколько), биморфные и триморфные пьезоэлементы.

Монолитные акселерометры

Пьезоэлектрические акселерометры выполняются, как отмечалось, в виде сборных конструкций, т.е. состоят из соединенных между собой тем или иным способом отдельных элементов.

Использование различных конструкционных материалов, а также наличие недостаточно стабильных и трудно контролируемых механических соединений отрицательно сказывается на стабильности и повторяемости рабочих характеристик акселерометров, а высококачественная обработка контактирующих поверхностей, необходимость доводки в процессе сборки и регулировки повышает их себестоимость [23].

Свойство пьезокерамики приобретать пьезоактивность только на участках, к которым в процессе поляризации приложено электрическое поле, и возможность выполнения из пьезокерамики изделий сложной формы позволили создать конструкции пьезоэлектрических акселерометров, в значительной мере свободных от указанных недостатков. Оказалось возможным в ряде случаев за-



Рис. 13.20. Классификация пьезоэлектрических акселерометров

менить многоэлементные конструкции одним монолитным пьезокерамическим блоком, различные области которого выполняют функции основных рабочих элементов акселерометра — основания, пьезоактивного элемента, инерционной массы.

В [2, 3] описаны две конструкции монолитных акселерометров — прямоугольной и цилиндрической формы (рис. 13.21).

Эти акселерометры состоят из поляризованных областей, находящихся между электродами, нанесенными на внутреннюю поверхность отверстий в монокерамическом блоке. Инерционной массой является неполяризованная часть блока, находящаяся над поляризованной частью.

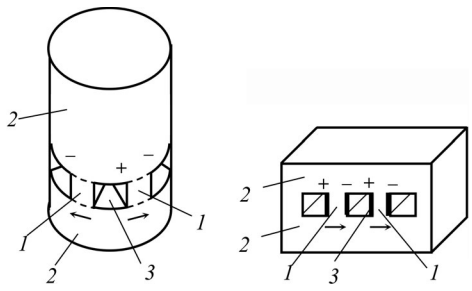


Рис. 13.21. Монолитные акселерометры: *1* — поляризованная часть; *2* — неполяризованная часть; *3* — электроды

Достоинствами их является простота конструкции, высокая резонансная частота, а недостатком — значительная боковая чувствительность.

В [23] описана конструкция монолитного цилиндрического акселерометра без конических отверстий, а электроды расположены на цилиндрической поверхности (рис. 13.22).

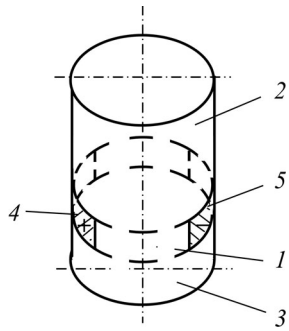


Рис. 13.22. Монолитный акселерометр: *1* — поляризованная зона; *2* — неполяризованная зона — инерционная масса; *3* — неполяризованная зона — основание; *4*, *5* — электроды

Такая конструкция не только проще, но и позволяет изменять чувствительность акселерометра за счет ширины электродов.

Монолитные акселерометры, изображенные на рис. 13.21, 13.22, обладают существенной поперечной чувствительностью из-за несимметричности их конструкции. В последнем случае — это несимметричность расположения электродов, а, следовательно, и поляризованных зон акселерометра.

Многоэлементные акселерометры

Как отмечалось выше, акселерометры, в конструкции которых имеются один или несколько пьезоэлементов, одна или несколько инерционных масс, упругие элементы, основание (корпус) и т.п., могут быть названы многоэлементными. В некоторых случаях пьезоэлемент жестко соединяют с инерционной массой и основанием с помощью клея, припоя или винтов [23].

Механическая модель многоэлементного пьезоэлектрического акселерометра приведена в работах [7, 10, 20, 23].

При этом частота собственных колебаний акселерометра, т.е. его резонансная частота:

$$\omega_{\text{à}} = \sqrt{\frac{k}{\mu}}$$

или

$$\omega_{\text{à}}^2 = k\left(\frac{1}{m_{\text{m}}} + \frac{1}{m_0}\right), \qquad (13.13)$$

где k — эквивалентная жесткость пьезоэлемента; m_m и m_0 — массы инерционной массы и основания.

При идеально жестком закреплении акселерометра на объекте можно полагать, что масса основания возрастает. Отсюда следует весьма важный для практики вывод: **резонансная частота закрепленного на объекте акселерометра уменьшается.**

Если масса объекта достаточно велика, то можно считать, что $m_0 >> m_m$. Тогда:

$$\omega_a^2 \approx \frac{k}{m_m}. \qquad (13.14)$$

Из этого следует вывод, что на практике необходимо стремиться к тому, **чтобы масса акселерометра m_m была намного меньше массы объекта m_0**, на котором акселерометр закрепляется.

Частота резонанса закрепленного акселерометра уменьшается по мере уменьшения жесткости объекта и увеличения податливости крепежного приспособления, обеспечивающего механическую связь между основанием акселерометра и исследуемым объектом. Используемый метод крепления может быть даже причиной возникновения нового резонансного пика на частоте, меньшей частоты резонанса закрепленного акселерометра.

Значение частоты собственного резонанса незакрепленного акселерометра зависит от отношения общего значения инерционной массы к значению массы всего акселерометра и, в частности, к значению массы основания последнего. Практическим правилом можно считать, что инерционная масса акселерометра почти идентична массе его основания. Следовательно, на практике можно учитывать отношение [20, 23]:

$$\frac{\omega}{\omega_{аз}} \approx \frac{1}{\sqrt{2}}.$$

Анализ эквивалентной механической схемы позволяет также сделать и следующие выводы:

— для повышения чувствительности акселерометра необходимо увеличивать размер инерционной массы;
— для расширения частотного диапазона (т.е. увеличения верхней границы этого диапазона) необходимо величину этой массы уменьшать.

Следует также еще раз отметить, что в рассматриваемой схеме масса пьезоэлемента не учитывалась, так как предполагалось, что эта масса значительно меньше инерционной массы.

Пользуясь методом электромеханических аналогий, нетрудно преобразовать механическую схему [20, 23] в электрическую. Однако такая схема не позволяет оценить происходящие в акселерометре физические процессы. Поэтому ниже приведем две эквивалентные электрические схемы для дорезонансной области, в которых пьезоэлемент представлен источником заряда или источником напряжения (рис. 13.23).

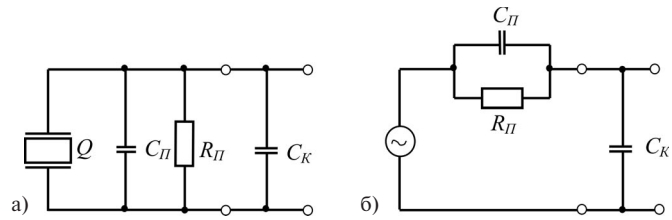


Рис. 13.23. Эквивалентная электрическая схема пьезоэлектрического акселерометра: а — с источником заряда; б — с источником напряжения

Пьезоэлемент акселерометра для дорезонансной области можно представить в виде параллельного соединения емкости $C_П$ и сопротивления $R_П$ пьезоэлемента. Нагрузкой пьезоэлемента является емкость кабеля $C_К$.

Из показанных упрощенных эквивалентных электрических схем следует, что выходное напряжение акселерометра $V_A = Q_П / (C_П + C_K)$ зависит от емкости соединительного кабеля, в то время как заряд $Q_П$ от этой емкости не зависит.

Следовательно, применение различных соединительных кабелей или кабелей различной длины сказывается на чувствительности по напряжению акселерометра и обуславливает необходимость его повторной калибровки.

Это, как уже отмечалось (см. гл. 4), является главным недостатком использования усилителей напряжения для пьезоэлектрических акселерометров и одновременно причиной широкого применения усилителей заряда.

Конструкции акселерометров

Широко известны пьезоэлектрические акселерометры фирмы Kistler Instrumente AG (Швейцария) (рис. 13.24) [26]. В зависимости от схемы измерения известны две системы датчиков этой фирмы — пьезоэлектрическая (рис. 13.25) и пьезотронная (рис. 13.26).

В пьезоэлектрической системе (рис. 13.25) собственно в датчике *1* находятся пьезоэлемент (ПЭ) и инерционная масса. Датчик с высоким выходным сопротивлением с помощью малошумящего кабеля соединяется с усилителем заряда.

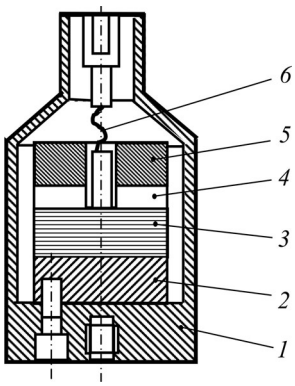


Рис. 13.24. Акселерометр фирмы Kistler Instrumente AG: *1* — корпус; *2* — основание; *3* — кварцевые пьезоэлементы; *4* — инерционная масса; *5* — упругий элемент; *6* — электрический контакт

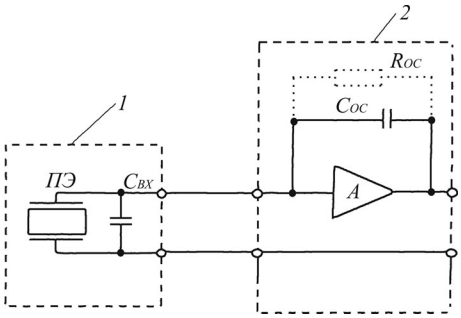


Рис. 13.25. Пьезоэлектрическая система датчиков фирмы Kistler: *1* — датчик; *2* — усилитель заряда

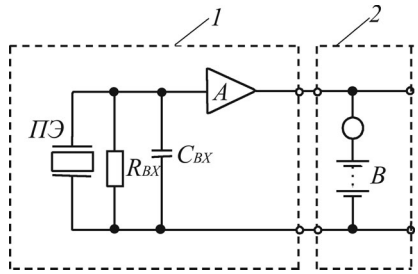


Рис. 13.26. Пьезотронная система датчиков фирмы Kistler: *1* — пьезотронный датчик ускорения со встроенным пьезопреобразователем; *2* — пьезотронный элемент связи

В пьезотронной системе миниатюрный преобразователь полного сопротивления встроен в датчик. Для питания и формирования сигнала между датчиком, индикатором или прибором для обработки данных измерения необходим пьезотронный элемент связи [26]. При этом датчик имеет низкоомный электрический выход (специальных кабелей не требуется).

Технические данные некоторых акселерометров фирмы Kistler приведены в табл. 13.1.

Таблица 13.1. Технические данные акселерометров фирмы Kistler

Технические данные	Модификация				
	8042	**8044**	**8002**	**8005**	**8007**
Диапазон, g	-50000... ...11000	-20000... ...30000	±10000	±5000	±100
Порог реагирования, g	0,6	0,1	0,03	0,006	0,0003
Перегрузка, g	-6000... ...11000	-30000... ...100000	±20000	±7000	±200
Приведенная чувствительность, Кл/g	-0,05	-0,3	-1	-5±2%	-100±2%
Резонансная частота (установленного на объекте акселерометра), кГц	70	60	40	20	1,8
Диапазон частот, Гц	0...8000	0...8000	0...7000	0...4400	0...400
Чувствительность в поперечном направлении, %	< 5	< 5	< 5	< 5	< 3
Диапазон рабочей температуры, °С	-150...240	-150...240	-150...240	-150...240	-150...240
Температурный коэффициент чувствительности, %/°С	-0,04	-0,02	-0,02	-0,02	-0,01
Емкость, пФ	25	50	90	175	22
Масса, г	8	7	20	65	490

Фирма Brüel & Kjer является лидером в производстве приборов в области измерения вибраций, ударов, шумов. В табл. 13.2 приведены технические характеристики акселерометров этой фирмы [25].

Таблица 13.2. Технические данные акселерометов фирмы Brüel & Kjer

Технические данные	Модификация				
	861285	**8614, A500 A1000**	**8616, A500 A1000**	**8618, A500 A2000**	**8620**
Диапазон, g	±5	±500... ±1000	±500... ±1000	±500... ±2000	±500
Шумовой фон, g	0,0003	0,1...0,04	0,1...0,04	0,01...0,1	0,01

Продолжение табл. 13.2

Технические данные	Модификация				
	861285	**8614, A500 A1000**	**8616, A500 A1000**	**8618, A500 A2000**	**8620**
Перегрузка, g	±50	±200... ±2000	±200... ±2000	±1000 ±5000	±2000
Чувствительность, Кл/g	-10000	42,5	4 2,5	10 1	10
Резонансная частота (установленного датчика), кГц	23	125	125	30	50
Диапазон частот +/-5%, Гц	0,5...5000	1...25000	1...25000	2...4000; 0,8...4000	1... ...80000
Чувствительность в поперечном направлении, %	5:5	<5	<5	<5	<5
Диапазон рабочих температур, °С	-65...100	-50...120	-50..120	-50...120	-50...120
Температурный коэффициент чувствительности, %/°С	-0,06	-0,06	-0,06	-0,07	-0,061
Питающее напряжение	20-30	12, 30, 20, 30	12 — 30, 20 — 30	20...30	20...30
Масса, г	70	0,7	0,5	20	45

Упрощенная конструкция пьезоэлектрического акселерометра, выпускаемого этой фирмой с фирменной маркой Delta Shear, показана на рис. 13.27. Активные элементы этого акселерометра изготовлены из пьезоэлектрического материала (кварц или керамика) и соединены с основанием в виде стойки треугольного сечения и тремя сейсмическими (инерционными) массами. Воздействующие на основание акселерометра механические колебания приводят к тому, что на каждый пьезоэлемент действует динамическая сила, равная произведению ускорения на соответствующую массу.

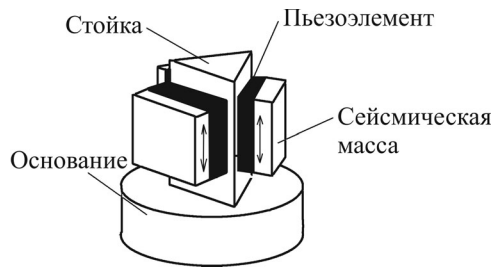


Рис. 13.27. Упрощенная модель пьезоэлектрического акселерометра Delta Shear фирмы Brüel & Kjer

Пьезоэлементы генерируют электрический заряд, пропорциональный действующей на них динамической силе. Поскольку амплитуда и фаза ускорения сейсмических масс в широком частотном диапазоне идентичны амплитуде и фазе ускорения основания акселерометра, электрический заряд пропорционален ускорению механических колебаний поверхности объекта, на котором акселерометр закреплен.

Обладая высокими характеристиками, акселерометры этих фирм вместе с тем имеют и ряд недостатков, среди которых существенная, изменяющаяся по

азимуту, поперечная чувствительность, а также сравнительная сложность конструкции, требующая индивидуальной доводки. Последний недостаток определяет цену этих акселерометров.

Существенного упрощения конструкции при обеспечении высоких характеристик можно достичь при увеличении числа граней призмы до $n \to \infty$, что соответствует переходу к цилиндру.

Два варианта такой конструкции показаны на рис. 13.28.

В первом случае (рис. 13.28, *а*) [23] упругий элемент *3* прижимает инерционные массы *2* к цилиндрическому поперечному пьезоэлементу *1*, внутри которого находится цилиндрический металлический корпус *4*. Во втором случае (рис. 13.28, *б*) пьезоэлемент *1*, инерционные массы *2* и упругий элемент *3* находятся внутри корпуса *4*.

Диаграмма направленности акселерометра, изображенного на рис. 13.28, *а*, показана на рис. 13.29.

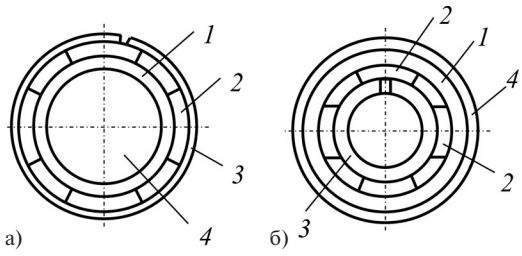


Рис. 13.28. Поперечный цилиндрический акселерометр: *1* — цилиндрический поперечный пьезоэлемент; *2* — инерционные массы; *3* — упругий элемент; *4* — корпус

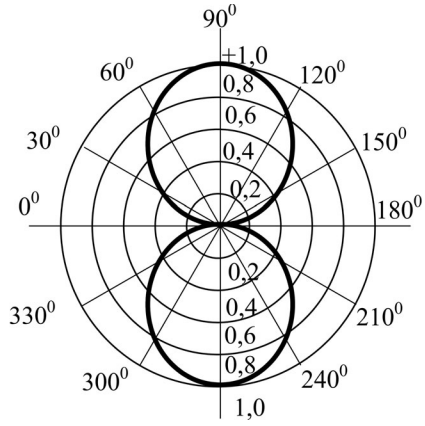


Рис. 13.29. Диаграмма направленности цилиндрического поперечного акселерометра (рис. 13.28, *а*)

Цилиндрический поперечный пьезоэлемент обладает достоинством — осевой симметрией, что делает его весьма привлекательным для использования в акселерометрах.

Для справедливости следует отметить, что осевой симметрией могут обладать и другие геометрические фигуры, например, многогранная призма с четным количеством граней. Пример акселерометра, построенного по аналогии с акселерометром Delta Shear фирмы Brüel & Kjer, показан на рис. 13.30.

Этот акселерометр имеет малую боковую чувствительность, но сложную конструкцию.

Еще более простую конструкцию имеют акселерометры с цилиндрическим пьезоэлементом, закрепленным на основании с цилиндрическим выступом [22, 23].

В [4, 5] описан акселерометр, у которого чувствительный элемент выполнен в виде пьезополимерной пленки *1*, сложенной в четное число раз, с электродами *2* и *3*, подключенными к сигнальной жиле *4* и экрану коаксиального кабеля (рис. 13.31).

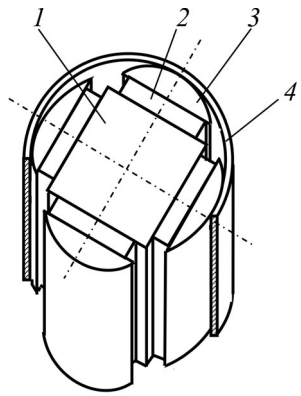


Рис. 13.30. Поперечный акселерометр с четырехгранной призмой: *1* — призма; *2* — пьезоэлемент (4 шт.); *3* — инерционная масса (4 шт.); *4* — упругий элемент

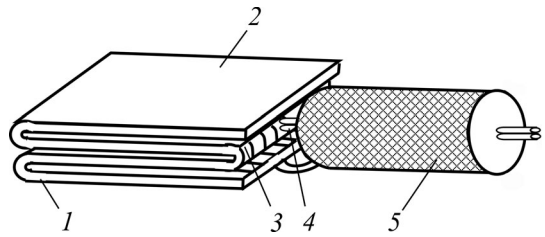


Рис. 13.31. Акселерометр с чувствительным элементом в виде пьезополимерной пленки: *1* — пьезополимерная пленка; *2, 3* — электроды; *4* — токовыводы; *5* — изолятор

Датчик наклеивают на контролируемый объект. Чувствительный элемент деформируется синхронно с исследуемой поверхностью и генерирует напряжение, пропорциональное ее деформации. Сигнал с датчика посредством соединительного кабеля подается на измерительную аппаратуру (не показана). За счет экранирования сигнального электрода повышается помехозащищенность датчика. В этом случае снижается нижняя граница его динамического диапазона.

Кроме того, расширение динамического диапазона происходит за счет улучшения согласования пьезоэлемента с соединительным кабелем. В этом случае увеличивается емкость сложенного чувствительного элемента без изменения его поперечных размеров. Если емкость одного слоя — C_0, емкость кабеля — C_K, число слоев — n, то чувствительность датчика и, следовательно, его динамический диапазон увеличиваются в x раз

$$x = n\frac{C_0 + C_K}{nC_0 + C_K}.$$

Акселерометры на основе биморфных и триморфных пьезоэлектрических чувствительных элементов

Биморфные чувствительные пьезоэлектрические элементы (биморфные пьезоэлементы) достаточно широко применяются в конструкциях акселерометров [7, 14, 23]. Они обладают рядом достоинств, среди которых прежде всего высокая чувствительность. Вместе с тем, они имеют сравнительно неширокий частотный и динамический диапазон, сравнительно высокую боковую чувствительность, невысокую стабильность чувствительности, связанную с использованием клеевых соединений.

Следует учесть, что некоторые параметры акселерометров связаны друг с другом. Например, в большинстве случаев, чем выше осевая чувствительность,

тем уже динамический диапазон преобразователя. Поэтому не может быть одного рецепта по улучшению всех характеристик акселерометра одновременно. В большинстве случаев за улучшение одного из параметров приходится платить ухудшением второго (или даже нескольких). Разработчику следует трезво оценить получаемые при таком выборе результаты и выбрать разумный компромисс.

Следует также заметить, что в связи с отсутствием центровки и балансировки инерционных масс биморфные преобразователи имеют существенную, меняющуюся по азимуту поперечную чувствительность.

Разработан ряд конструкций, в которых указанные недостатки частично устранены. Конструкция чувствительного элемента акселерометра с двумя биморфными пьезоэлементами показана на рис. 13.32 [23].

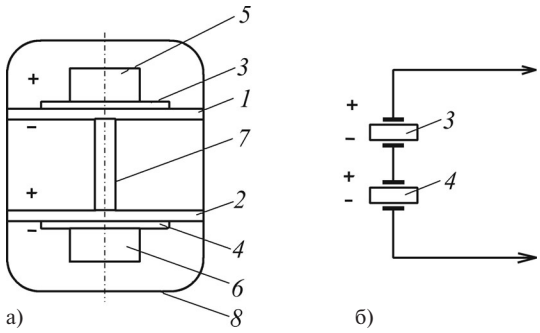


Рис. 13.32. Акселерометр с двумя биморфными элементами: а — конструкция; б — схема соединения пьезоэлементов: *1, 2* — мембраны; *3, 4* — пьезоэлементы; *5, 6* — инерционные массы; *7* — тяга; *8* — корпус

Здесь биморфные элементы *1*, *3* и *2*, *4* закреплены в корпусе 8 и соединены друг с другом тягой *7*. Инерционные массы *5*, *6* закреплены на пьезоэлементах *3*, *4* с помощью легкоплавкого припоя. Пьезоэлементы также закреплены легкоплавким припоем на мембранах со стороны электродов противоположной полярности.

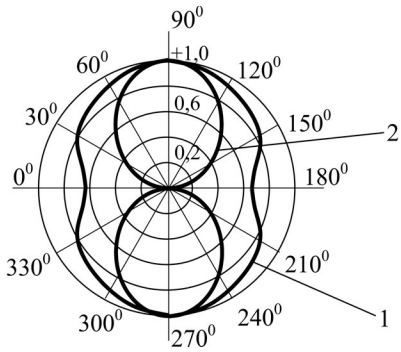


Рис. 13.33. Диаграммы направленности акселерометров: *1* — с одним биморфным элементом; *2* — с двумя биморфными элементами

При воздействии ускорения аксиально на пьезоэлементах возникают заряды одного знака. При воздействии ускорения в поперечном направлении возникающие на пьезоэлементах заряды противоположного знака компенсируются.

Диаграммы направленности акселерометра, состоящего из одного биморфного чувствительного элемента и акселерометра, изображенного на рис. 13.32, показаны на рис. 13.33.

Как видно из приведенного рисунка, разработанный акселерометр обладает малой поперечной чувствительностью, при этом аксиальная чувствительность по напряжению и рабочий диапазон частот увеличились примерно в полтора раза по сравнению с акселерометром с одним биморфным элементом [23].

Лучшими параметрами обладает акселерометр, изображенный на рис. 13.34. Здесь инерционная масса находится между биморфными элементами, а пьезоэлементы соединены параллельно [23].

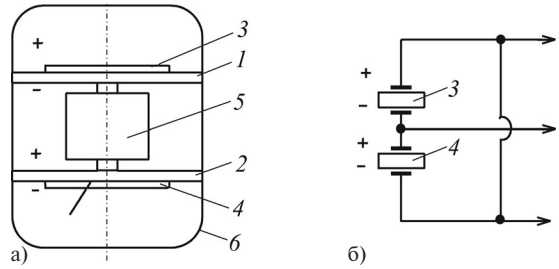


Рис. 13.34. Акселерометр с двумя биморфными элементами: а — конструкция; б — схема соединения пьезоэлементов; *1, 2* — мембраны; *3, 4* — пьезоэлементы; *5* — инерционная масса; *6* — корпус

Повышения чувствительности биморфных преобразователей при одновременном расширении частотного диапазона можно достичь, если снабдить биморфный чувствительный элемент еще одним пьезоэлементом, располагаемым к основному компланарно. По существу это превращает биморфный элемент в триморфный (см. гл. 9).

Пьезоэлементы и металлическая мембрана могут крепиться друг к другу с помощью клея, низкотемпературного припоя или диффузионной сваркой, а пьезоэлементы в зависимости от электрической схемы соединяются последовательно или параллельно однополярными или разнополярными электродами.

Следует также отметить, что присоединение к биморфному элементу еще одного пьезоэлемента приводит к увеличению жесткости колебательной системы, повышению ее резонансной частоты и снижению чувствительности. Одновременно подключение второго пьезоэлемента приводит к увеличению чувствительности (при параллельном соединении — по заряду, при последовательном — по напряжению). Эти два процесса должны приводить к появлению максимума на зависимости чувствительности от отношения площадей дополнительного $F_{ДОП}$ и основного $F_{ОСН}$ пьезоэлементов.

Симметричный триморфный пьезоэлемент может быть также использован в качестве акселерометра. Чувствительность по напряжению этого преобразователя в среднем примерно в 1,4 раза выше, чем у асимметричного преобразователя (рис. 13.35) [23].

Введение второго пьезоэлемента открывает дополнительные возможности для конструирования пьезоэлектрических преобразователей. Например, благодаря этому пьезоэлементу в преобразователь может быть введена электромеха-

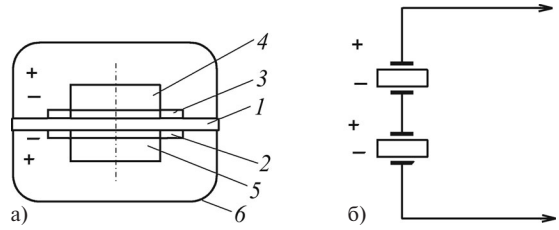


Рис. 13.35. Акселерометр с триморфным элементом: а — конструкция: *1* — мембрана; *2, 3* — пьезоэлементы; *4, 5* — инерционные массы; *6* — корпус; б — схема соединения пьезоэлементов

ническая обратная связь, которая позволяет управлять его характеристиками (см. гл. 9) [23].

Конструкция акселерометра с триморфным чувствительным элементом показана на рис. 13.35.

Акселерометр содержит металлическую мембрану *1*, два дисковых пьезоэлемента *2* и *3*, две инерционных массы *4*, *5* и корпус *6*.

При увеличении осевой чувствительности примерно в полтора раза по сравнению с биморфным элементом акселерометр с триморфным элементом имеет почти нулевую поперечную чувствительность.

Интересна серия пьезоэлектрических вибропреобразователей, разработанная в ЦНИИТМАШе (Москва) [23].

В преобразователе на чувствительный элемент в виде диска *1* прикреплен пьезоэлемент *2* (рис. 13.36). Диск *1* выполнен из диамагнитного материала, например, титана. На периферии диска 1 равномерно распределены идентичные грузы *4* инерционного элемента, выполненные, например, в виде цилиндрических вставок, материал которых должен иметь плотность в 2,5—10 раз больше плотности материала диска и также быть диамагнитным.

Таким материалом является, например, вольфрам. От пьезоэлемента *2* отходит выводной кабель *3*.

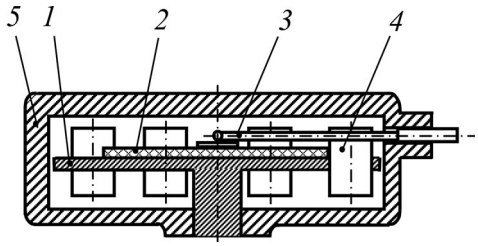


Рис. 13.36. Акселерометр с биморфным элементом: *1* — диск; *2* — пьезоэлемент; *3* — кабель; *4* — грузы; *5* — корпус

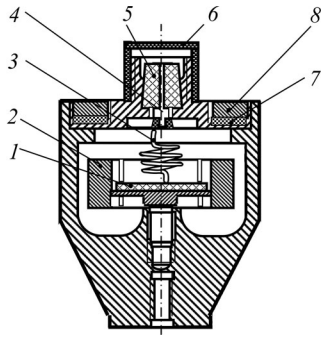


Рис. 13.37. Акселерометр Д — 19: *1* — пьезоэлемент; *2* — упругий элемент с инерционной массой; *3* — проводник; *4* — контакт; *5* — фторопластовая прокладка; *6* — предохранительный колпачок; *7* — резиновая прокладка; *8* — гайка

Во время работы виброизмерительного преобразователя, когда он установлен на вибрирующей машине или ее узле, начинает вибрировать диск *1* чувствительного элемента вместе с укрепленными на нем грузами *4* инерционного элемента и пьезоэлементом *2*. Возбуждаемый при этом на пьезоэлементе электрический сигнал поступает по выводному кабелю *3* на блок измерения и регистрации.

Преобразователь может быть использован для измерения вибрации при наличии значительных магнитных полей, например, для измерения вибрации стержней и железа статора мощных генераторов.

Конструкция датчика типа Д19 Таганрогского завода «Виброприбор» с биморфным пьезоэлементом показана на рис. 13.37.

Пьезоэлемент *1* из пьезокерамики ЦТС-19 наклеен на упругий элемент *2*, представляющий собой круглую плоскую пружину с инерционной массой в виде кольца, прорезанного пазами. Упругий элемент закреплен в

центре и при действии ускорения испытывает изгибную деформацию. Размеры пьезоэлемента и упругого элемента выбраны таким образом, чтобы пьезоэлемент испытывал при этом деформацию только одного знака. Заряд с пьезоэлемента снимается при помощи гибкого проводника *3*, который подпаивается к верхнему электроду и контакту *4*, изолированному от корпуса фторопластовой прокладкой *5* и закрытому предохранительным колпачком *6*.

Датчик герметизируется резиновой прокладкой *7*, зажимаемой гайкой *8*. Масса датчика — 100 г. Чувствительность $S = 20$ мВ/м/с^2, частотный диапазон — 20...500 Гц, собственная емкость — 3400 пФ, входное сопротивление усилителя напряжения — 2 МОм.

Доменно-диссипативные акселерометры и акселерометры с обратной связью

К недостаткам рассмотренных ранее акселерометров можно отнести сравнительно узкий рабочий диапазон частот, а также сравнительно невысокую точность измерения и стабильность параметров под воздействием дестабилизирующих факторов.

Расширения рабочего диапазона частот пьезоакселерометров можно достичь построением их по схеме доменно-диссипативных преобразователей, описанных в гл. 9. Один из примеров показан на рис. 13.38, *а* [23].

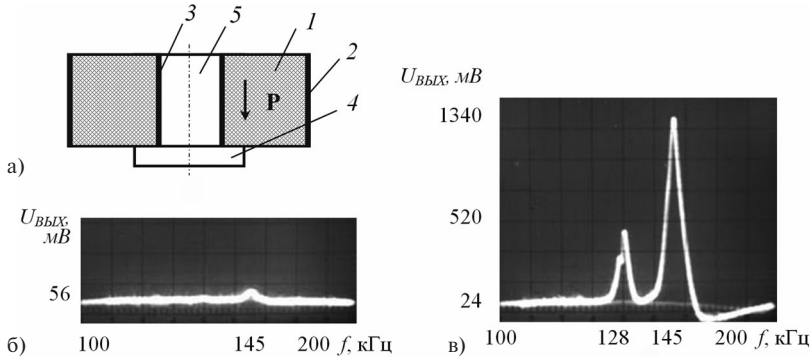


Рис. 13.38. Доменно-диссипативный акселерометр: а — схема; б — АЧХ доменно-диссипативного акселерометра; в — АЧХ традиционного акселерометра; *1* — пьезоэлемент; *2, 3* — электроды; *4* — основание; *5* — стойка

Для этого электроды на пьезоэлементе располагают таким образом, чтобы вектор напряженности электрического поля выходного сигнала создавал с вектором поляризации **P** угол α, причем $0 << \alpha \le 90^0$. Это, как было описано в гл. 9, приводит к увеличению собственного сопротивления пьезоэлемента преобразователя (внутреннего трения), за счет чего резонансный пьезоэлектрический элемент превращается в апериодическую цепь. В результате этого амплитудно-частотная характеристика выравнивается (исчезают резонансы), а значит, расширяется рабочий диапазон частот (рис. 13.38, *б*). АЧХ традиционного акселерометра имеет два резонанса в исследуемом диапазоне (рис. 13.38, *в*).

Другой вариант доменно-диссипативного акселерометра приведен на рис. 13.39 [23].

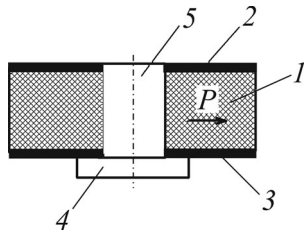


Рис. 13.39. Доменно-диссипативный акселерометр: *1* — пьезоэлемент; *2*, *3* — электроды; *4* — основание; *5* — стойка

В этом случае пьезоэлемент поляризован радиально, а электроды нанесены на торцевые поверхности полого пьезоэлектрического цилиндра. При таком условии угол между вектором поляризации P и вектором напряженности поля выходного сигнала составляет 90°, что соответствует схеме доменно-диссипативного преобразователя. Следовательно, такой акселерометр также будет иметь расширенный в несколько раз рабочий диапазон частот.

Повышение точности измерения акселерометров можно достичь благодаря введению пространственной электромеханической отрицательной обратной связи (ОС). Кроме того, это позволяет повысить временную и температурную стабильность пьезокерамических преобразователей.

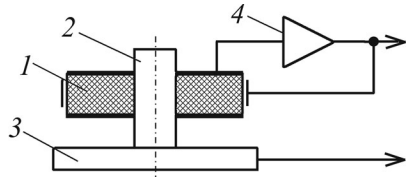


Рис. 13.40. Схема акселерометра с ОС: *1* — пьезоэлемент; *2* — стойка; *3* — основание; *4* — согласующий усилитель

Один из вариантов схем приведен на рис. 13.40 [23].

Следует отметить, что введение ОС в пьезоэлемент имеет свои тонкости, которые должны быть изучены при проектировании.

Трехкоординатные акселерометры

В ряде технических приложений существует необходимость в измерении линейных или вибрационных ускорений с одновременным получением информации о положении вектора ускорения относительно осей координат, например, при испытаниях изделий, в сейсмометрии, для различных движущихся объектов и т.п. Специфическим случаем являются так называемые векторные приемники в гидроакустике [12, 23].

Такого типа акселерометры могут быть построены, по крайней мере, по двум схемам.

В первом случае на общем основании по осям координат располагают однокомпонентные акселерометры с удовлетворительной диаграммой направленности.

Во втором случае, например, в сейсмометрии, конструкция акселерометра включает обычно общую инерционную массу, упруго связанную с тремя чувствительными элементами, расположенными по осям координат [7, 10, 11].

Сложность этих конструкций очевидна.

На основании анализа известных конструкций трехкомпонентных акселерометров сформулируем некоторые требования к их построению исходя из того, что для получения однозначной информации о положении вектора ускорения в пространстве необходимо, чтобы сигнал, получаемый с каждого чувствительного элемента, интерпретировался также однозначно.

При этом при смене направления вектора на 180° полярность электрического сигнала должна изменяться на противоположную. При действии вектора ускоре-

ния под углом 90° к данной оси сигнал на чувствительном элементе не должен образовываться, т.е. поперечная чувствительность должна быть равна нулю.

При действии вектора ускорения под углом 45° к данной оси уровень сигнала должен быть в несколько раз меньше, чем при действии ускорения аксиально.

В [23] описана конструкция пьезоэлектрического акселерометра, собранного на основании в виде прямоугольного параллелепипеда *2*, на противоположных гранях которого закреплены подобранные попарно дисковые пьезокерамические элементы *1*. Пьезоэлементы прикреплены к граням основания электродами противоположной полярности с помощью низкотемпературного припоя или эпоксидного компаунда (рис. 13.41).

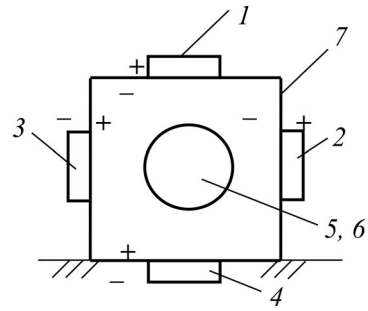


Рис. 13.41. Трехкомпонентный пьезоэлектрический акселерометр, конструкция: *1—6* — пьезоэлементы; *7* — основание

Пьезоэлементы, закрепленные на противоположных гранях, соединены между собой параллельно. С помощью эпоксидного компаунда или припоя к пьезоэлементам могут крепиться инерционные массы (на рис. 13.41 не показаны).

При воздействии ускорения на пьезоэлементы, закрепленные на гранях, расположенных нормально к вектору ускорения, один из пьезоэлементов сжимается под действием ускорения, а второй растягивается, что приводит к появлению на них зарядов одного знака. Это соответственно вдвое увеличивает чувствительность по заряду.

При изменении направления вектора ускорения на 180° знак заряда изменяется на противоположный. При действии на те же пьезоэлементы поперечных ускорений в них образуются заряды противоположного знака, но одного уровня, что приводит к их полной компенсации. При этом образуются заряды на парах пьезоэлементов, расположенных на других гранях нормально к вектору ускорения. Таким образом, разработанный акселерометр выдает однозначную информацию о величине и направлении вектора ускорения.

Описанный выше акселерометр сравнительно сложен, так как содержит *6* пьезоэлементов.

Разработан также акселерометр, состоящий из трех чувствительных элементов, располагаемых по осям координат. Один элемент такого акселерометра показан на рис. 13.42.

Диаграмма направленности разработанного акселерометра представлена на рис. 13.43.

Следует отметить, что инерционная масса и упругий элемент являются возможными, но не необходимыми элементами акселерометров. В качестве таких элементов может использоваться сам пьезоэлемент. Так, например, если имеется пьезоэлемент некоторой толщины, то при действии ускорения верхняя часть пьезоэлемента действует на нижнюю как инерционная масса. В качестве упругого элемента используется материал пьезоэлемента.

При этом, однако, уменьшается чувствительность, но одновременно расширяется частотный диапазон акселерометра.

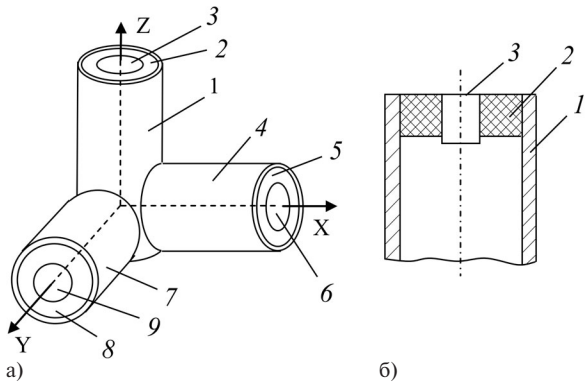


Рис. 13.42. Трехкоординатный пьезоэлектрический акселерометр: а — конструкция акселерометра, б — конструкция чувствительного элемента: *1, 4, 7* — основание; *2, 5, 8* — пьезоэлементы; *3, 6, 9* — инерционные массы

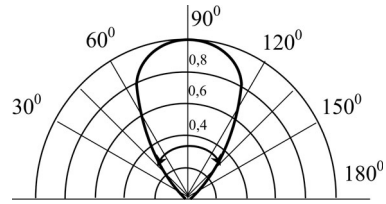


Рис. 13.43. Диаграмма направленности разработанного акселерометра

Литература

1. Аллавердиев А.М., Ахмедов Н.Б. Физика микроэлектронных приборов // МИЭТ. — М., 1984. — С. 29.
2. А.с. 361723 СССР, МКИ G01P15/08. Пьезоэлектрический акселерометр / Крамаров О.П. и др., 1975.
3. А.с. 472587 СССР, МКИ G01P15/08. Пьезоэлектрический акселерометр / Янчич В.В., Крамаров О.П., 1976.
4. А.с. 1357723 СССР, МКИ G01P15/08. Датчик вибраций / Расторгуев Д.Л. и др. Открытия. Изобретения. 1986. — № 12.
5. А.с. 487312 СССР, МКИ G01P15/08. Датчик вибраций / Расторгуев Д.Л. и др. Открытия. Изобретения. 1986. — № 12.
6. А.с. 634493 СССР, МКИ G01P15/08. Пьезоэлектрический виброизмерительный преобразователь / Цеханский К.Р., Макеев В.М. Открытия. Изобретения. 1978. — № 43.
7. Гевондян Т.А., Киселев Л.Т. Приборы для измерения и регистрации колебаний. — М.: Машгиз, 1962. — 467 с.
8. Голицын Б.Б. Избранные труды. Т. 2: Сейсмология. — М.: АН СССР, 1960.
9. Джагупов Р.Г., Ерофеев А.А., Пьезоэлектронные устройства вычислительной техники, систем контроля и управления: Справочник. — СПб.: Политехника, 1994.
10. Измерения параметров вибрации и удара / В.С. Шкаликов, В.С. Пеллинец (ред.), Е.Г. Исакович, Н.Я. Цыган. — М.: Изд. стандартов, 1980. — 280 с.
11. Иориш Ю.И. Виброметрия. — М.: Машгиз, 1963.
12. Кажис Р.Й. Ультразвуковые информационно- измерительные системы. — Вильнюс: Мокслас, 1986.
13. Кудряшов Э.А., Магер В.Е., Рафиков Ш.М. Пьезоэлементы для датчиков силы и давления // Приборы и системы управления, — 1989. — № 9.
14. Левшина Е.С., Новицкий П.В. Электрические измерения физических величин. Измерительные преобразователи. — Л.: Энергоатомиздат, 1983. — 320 с.
15. Нуберт Г.П. Измерительные преобразователи неэлектрических величин: Пер. с англ. — Л.: Энергия, 1970. — 360 с.

16. Полищук Е.С. Измерительные преобразователи. — Киев: Вища школа, 1981. — 296 с.
17. Приборы и системы для измерения вибрации, шума и удара: Справочник. В 2 кн. / Под ред. Клюева В.В. — М.: Машиностроение, 1978.
18. Проектирование датчиков для измерения механических величин / Под ред. Е.П. Осадчего. — М.: Машиностроение, 1979.
19. Шарапов В.М., Минаев И.Г., Бондаренко Ю.Ю. и др. Пьезоэлектрические преобразователи (Справочное пособие) // Под ред. В.М. Шарапова. — Черкассы: ЧГТУ, 2004. — 435 с.
20. Пьезоэлектрические акселерометры и предусилители / Справочник по теории и эксплуатации. — Дания, 1987.
21. Тимошенко С.П. Колебания в инженерном деле. — М.: ГИФМЛ, 1959.
22. Шарапов В.М., Мусиенко М.П., Шарапова Е.В. Пьезокерамические преобразователи физических величин. — Черкассы: ЧГТУ, 2005. — 631 с.
23. Шарапов В.М., Мусиенко М.П., Шарапова Е.В. Пьезоэлектрические датчики. — М.: Техносфера, 2006. — 632 с.
24. Электрические измерения неэлектрических величин / Под ред. Новицкого П.В. — Л.: Энергия, 1975. — 576 с.
25. www.bruel
26. www.kistler.com.
27. www.elpapiezo.ru.
28. www.niifi.ru.
29. www.clobaltest.ru.
30. www.compel.ru.
31. www.interpribor.ru.
32. www.sktbelpa.ru.

ГЛАВА 14

ГИДРОАКУСТИЧЕСКИЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

14.1. Классификация и характеристики преобразователей

Традиционно преобразователи, которые применяются в гидроакустике, называют гидроакустическими преобразователями [4, 6—12].

Гидроакустический преобразователь (ГАП) — непременный элемент гидроакустической антенны — представляет собой колебательную систему, предназначенную для излучения и приема акустических сигналов в водной среде [12].

По назначению преобразователи делят на излучатели (электроакустические преобразователи), приемники (датчики) и обратимые преобразователи. По принципу преобразования энергии различают пьезоэлектрические, магнитострикционные, электродинамические, электромагнитные, электростатические преобразователи. Наиболее часто в последнее время применяются пьезоэлектрические и магнитострикционные преобразователи [6—12].

По структуре колебательной системы преобразователи делят на стержневые, пластинчатые, цилиндрические, сферические.

По конструктивному выполнению преобразователи подразделяют на силовые и компенсированные.

Для изготовления ГАП используют мономорфные и биморфные пьезоэлементы [6, 7, 12].

Стержневые системы содержат свободный электромеханически активный стержень (рис. 14.1, *а*) или стержень с одной (рис. 14.1, *б*), двумя (рис. 14.1, *в*) накладками или с некоторым числом слоев из пассивного материала. В таких системах возбуждаются продольные колебания по оси стержня с определенным распределением амплитуд и упругих напряжений, причем колебания считают поршневыми.

Пластинчатые системы выполняют в виде прямоугольной (рис. 14.1, *г*) или круглой (рис. 14.l, *д*) пластин, колеблющихся по толщине, а также в виде пластин, опертых по двум противоположным граням (рис. 14.1, *е*) или по окружности (рис. 14.1, *ж*) и совершающих поперечные колебания изгиба.

В цилиндрических системах, которые образуют кольца из активного материала, могут возбуждаться радиальные пульсирующие колебания (рис. 14.l, *з*), осциллирующие (рис. 14.1, *и*) и изгибные с четырьмя узлами по окружности (рис. 14.1, *к*).

Сферическая система представляет собой тонкую однородную сферическую оболочку (рис. 14.1, *л*), совершающую практически радиальные пульсирующие колебания.

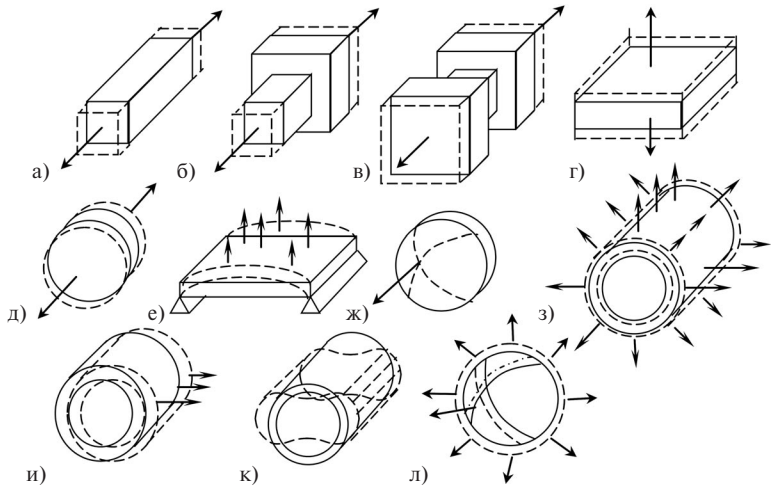


Рис. 14.1. Типичные колебательные системы

В силовых конструкциях [12] (рис. 14.2, *а*) забортное гидростатическое давление благодаря механической трансформации вызывает в активном элементе 2 одностороннее напряжение (сжатие), так как внутренний объем 3 корпуса 4 заполнен воздухом при нормальном атмосферном давлении.

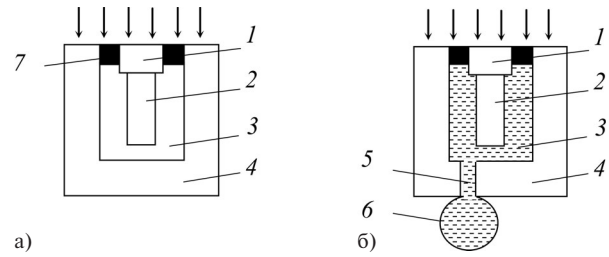


Рис. 14.2. Силовая (а) и компенсированная (б) конструкции: *1* — рабочая накладка; *2* — активный элемент; *3* — внутренняя полость; *4* — корпус; *5* — отверстие для выравнивания давления; *6* — компенсатор; *7* — акустическая развязка

В компенсированных конструкциях [12] (рис. 14.2, *б*) активный элемент испытывает равномерное всестороннее сжатие, равное забортному гидростатическому давлению, поскольку внутренний объем 3 заполнен газом или жидкостью при этом же давлении.

Преобразователи-излучатели оценивают следующими основными показателями работы.

Акустическая мощность P_A — количество звуковой энергии, излучаемой преобразователем в единицу времени. Величину P_A, отнесенную к единице площади излучающей поверхности, называют удельной акустической мощностью $P_{A.\,уд}$.

Электроакустический КПД $\eta_{ЭА}$ — отношение излучаемой акустической мощности к активной электрической мощности $P_Э$, потребляемой преобразователем от генератора возбуждения.

Входное электрическое сопротивление Z — отношение приложенного напряжения U к силе тока I в цепи излучателя.

Характеристика направленности оценивает пространственное распределение поля и представляет собой отношение создаваемого излучателем звукового давления в дальнем поле к максимальному значению в зависимости от угловых координат точки наблюдения.

Преобразователи-приемники характеризуют следующими показателями работы.

Чувствительность *M* определяет напряжение холостого хода на выходе преобразователя, отнесенное к воздействующему на него в неискаженном свободном поле плоской волны звуковому давлению.

Электрическое сопротивление *Z* устанавливает соотношение между напряжением, развиваемым на выходе приемника, и силой тока в его цепи.

Характеристика направленности — это нормированное по отношению к максимуму угловое распределение чувствительности приемника.

14.2. Соотношения электромеханического преобразования

Линейный обратимый и пассивный гидроакустический преобразователь можно представить в виде обобщенного четырехполюсника с электрической и механической сторонами [5, 12]. Сила F и колебательная скорость ν, характеризующие состояние механической стороны, напряжение U и сила тока I, характеризующие состояние электрической стороны, удовлетворяют соотношениям электромеханической взаимности. Наибольшее практическое применение находят соотношения [3, 10]

$$\left.\frac{I}{\nu}\right|_{U=0} = \left.\frac{F}{U}\right|_{\nu=0} = N_{U,\nu};\ \left.\frac{I}{\nu}\right|_{F=0} = \left.\frac{F}{U}\right|_{I=0} = N_{F,I}, \qquad (14.1)$$

называемые коэффициентами электромеханической трансформации. Индексы означают: $U = 0$ — короткое замыкание; $I = 0$ — холостой ход электрической стороны; $\nu = 0$ и $F = 0$ — заторможенная и свободная механические стороны. Собственные сопротивления преобразователя: электрическое $Z_0 = U / I$ при $\nu = 0$; механические $Z_I = F / \nu$ при $I = 0$ и $Z_U = F / \nu$ при $U = 0$.

Эквивалентная схема преобразователя-излучателя (рис. 14.3) включает генератор возбуждения с ЭДС $E_Г$ и внутренним сопротивлением $Z_Г$, электрическую цепь — сопротивление Z_0 в виде параллельного соединения $R_П$ и $\pm iX_0$, электромеханический трансформатор и механическую цепь — составляющие собственного и нагрузочного сопротивлений (контакт K замкнут). Составляю-

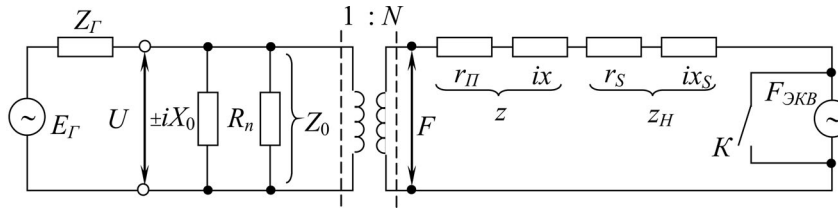


Рис. 14.3. Эквивалентная электромеханическая схема излучателя и приемника

щая x — это инерционное и упругое сопротивления преобразователя; x_S — инерционное сопротивление соколеблющейся массы m_S. Величины $R_П$, $r_П$, r_S отражают потери энергии в электрической цепи, механической части (главным образом в элементах конструкции) и на излучение.

Условие $x + x_S = x_M = 0$ определяет резонанс механической колебательной системы. При резонансе излучатель потребляет активную мощность $P_Э = U^2 / R_П + U^2 / R_M = P_П + P_M$, где $P_П$ — мощность электрических потерь; P_M — механическая мощность, $R_M = (r_П + r_S) / N^2$. Механическая мощность

$$P_M = \frac{U^2}{R_M^2} R_S + \frac{U^2}{R_M^2} R_{M.П} = P_A + P_{M.П},$$

где P_A — излучаемая акустическая мощность; $P_{M.П}$ — мощность механических потерь.

Соответственно этапам преобразования подводимой к излучателю энергии рассматривают следующие КПД: $\eta_Э = P_M / P_Э$ — электромеханический; $\eta_{AM} = P_A / P_M$ — акустико-механический; $\eta_{ЭA} = \eta_{ЭM} / \eta_{AM} = P_A / P_Э$ — электроакустический. Акустико-механический КПД подводных излучателей звука при резонансе $\eta_{AM} = 0{,}5...0{,}8$.

В некоторых случаях эффективность излучателя оценивают по звуковому давлению p, создаваемому им в точке на акустической оси при единичных расстоянии r и напряжении U (или силе тока I) на электрическом входе. Отношение $pr / U = S$ называют чувствительностью излучателя по напряжению и измеряют в Па·м/В. Отношение $pr / I = S$ называют чувствительностью излучателя по току и измеряют в Па·м/А.

Эквивалентная схема преобразователя-приемника (см. рис.14.3) содержит источник энергии звукового поля с ЭДС $F_{ЭКВ}$ (контакт K разомкнут), механические сопротивления z_H и z, электромеханический трансформатор и электрические сопротивления Z_0 и Z_H (нагрузка не показана). Если давление p, вызванное звуковым полем, распределено по приемной поверхности преобразователя равномерно (это будет при малых волновых размерах поверхности), то ЭДС $F_{ЭКВ} = pS$. В общем случае $F_{ЭКВ} = k_Д pS$, где $k_Д$ — коэффициент дифракции, зависящий от волновых размеров приемника, его формы, направления падающей волны.

Преобразование энергии оценивают также коэффициентом электромеханической связи.

Энергетический **коэффициент электромеханической связи (КЭМС)** определяют отношением генерируемой активным элементом механической (электрической) энергии к полной запасаемой в нем электрической (механической) энергии. Он служит мерой эффективности электромеханического преобразования в активном материале (k_M^2) и в преобразователях (k_C^2). В статическом режиме, практически при частотах значительно ниже основного резонанса, КЭМС зависит только от свойств активного материала. В динамическом режиме КЭМС преобразователя k_C^2 зависит от вида колебаний, распределения упругих напряжений по объему активного элемента; его называют эффективным КЭМС, причем $k_C^2 \le k_M^2$. Величина k_C^2 связана с частотами резонанса f_p и антирезонанса f_a приближенным соотношением

$$k_C^2 \approx 1 - (f_p / f_a). \qquad (14.2)$$

14.3. Цилиндрические пьезокерамические преобразователи

Преобразователи из пьезокерамического тонкого и короткого кольца (толщина и высота значительно меньше среднего радиуса), совершающего радиальные пульсирующие (нулевая мода) и осциллирующие (первая мода) колебания, показаны на рис. 14.4 [7—9, 12].

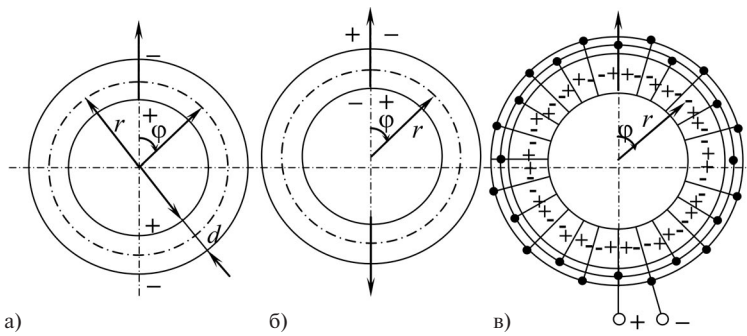


Рис. 14.4. Пьезокерамическое кольцо: а — сплошное пульсирующее; б — сплошное осциллирующее; в — секционированное пульсирующее

В последнем случае распределение колебаний в радиальном направлении описывают функцией $v(\varphi) = v_0 \cos\varphi$, в тангенциальном направлении — $v(\varphi) = v_0 \sin\varphi$, где v_0 — амплитуда радиальной скорости колебаний при $\varphi = 0$ [4, 7, 9, 10]. Практически конструкции преобразователей представляют собой набор склеенных колец.

Пьезокерамическое кольцо с использованием поперечного пьезоэффекта (электроды на боковых поверхностях)

Частота механического резонанса:

а) ненагруженного кольца

$$\left.\begin{aligned} f_0 &= \sqrt{\frac{E^E_{ю1} / \rho}{2\pi\kappa}} \qquad \text{(пульсирующее)} \\ f_0 &= \sqrt{2 f_p} \qquad \text{(осцилирующее)} \end{aligned}\right\}, \tag{14.3}$$

где r — средний радиус кольца; $E^E_{ю1}$ — модуль упругости и плотность материала кольца; индекс 01 относится к первой моде колебаний;

б) нагруженного кольца

$$f_p = f_0 / \sqrt{1 + \beta (\rho c)_B / (\omega_p \rho d)} \approx f_0 / \sqrt{1 + \beta (\rho c)_B r / (\rho c_1^E d)}, \tag{14.4}$$

где β — безразмерный коэффициент реактивного сопротивления излучения, определяемый предварительно на частоте f_0.

Методика таких преобразователей приведена в [12].

14.4. Пластинчатые и сферические пьезокерамические преобразователи

В диапазоне частот ниже 5...10 кГц применяют преобразователи, механические системы которых совершают поперечные колебания изгиба. Как правило, эти преобразователи в режиме приема используют в области частот ниже резонансной. Форма колебаний, собственные частоты и электроакустические параметры их зависят от условий закрепления активных элементов [7—9, 12, 15].

Колебательную систему пластинчатых (биморфных) преобразователей выполняют в виде двухслойных прямоугольных или круглых пьезокерамических пластин, опертых по противоположным ребрам (рис. 14.5, *а*) или по периметру (рис. 14.5, *б*), т.е. симметричных или асимметричных биморфных элементов.

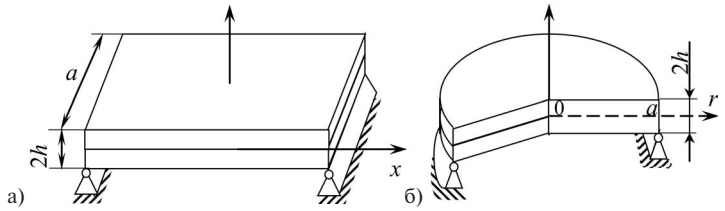


Рис. 14.5. Колебательные системы прямоугольного (а) и круглого (б) пластинчатых (биморфных) преобразователей

Форма колебаний тонкой пластины определяется выражениями [8, 9, 12]:

$$f(x) = \sin(\pi x / l);\ f(r) = 1{,}04J_0(2{,}2r / a) - 0{,}04N_0(2{,}2r / a), \qquad (14.5)$$

где J_0 и N_0 — функции Бесселя 1-го и 2-го рода.

Эквивалентные сосредоточенные параметры

$$m_{экв} = \rho ahl;\ m_{экв} = 0{,}6\pi\rho a^2 h; \qquad (14.6)$$

$$C_{экв} = 3(1-\mu^2)l^3 / (\pi^4 E^E_{ю1} ah^3);\ C_{экв} = 3(1-\mu^2)a^2 / (46E^E_{ю1}h^3).$$

где $\mu = -s^E_{12} / s^E_{11}$ — коэффициент Пуассона; $E^E_{ю1} = 1 / s^E_{11}$ — модуль Юнга материала пластин.

Резонансные частоты ненагруженного преобразователя

$$f_0 \approx 0{,}9c^E_1 h / (l^2\sqrt{1-\mu^2});\ f_0 \approx 0{,}45c^E_1 h / (a^2\sqrt{1-\mu^2}), \qquad (14.7)$$

где $c^E_1 = \sqrt{E^E_{ю1}\rho}$.

Коэффициент электромеханической трансформации

$$N = \pi d_{31}E^E_{ю1}ah / [l(1-\mu)];\ N = 4{,}5d_{31}E^E_{ю1}h / (1-\mu). \qquad (14.8)$$

Преобразователи с активным элементом в форме полой сферической оболочки используют в качестве измерительных излучателей и приемников [10]. Расчет сферического преобразователя тождествен расчету цилиндрического преобразователя, изложенному в п. 9.3.

Частота механического резонанса:

а) ненагруженной оболочки

$$f_0 = [1 / (2\pi r)]\sqrt{2E_{ю} / [\rho(1-\mu)]}, \tag{14.9}$$

где r — средний радиус ($r >> d$); d — толщина оболочки; μ и $E_{ю}$ — коэффициент Пуассона и модуль упругости материала оболочки;

б) нагруженной оболочки — формула (14.5), в которой c_1^E надо заменить величиной $\sqrt{2E_{ю} / [\rho(1-\mu)]}$, $\beta = kr / (1 + k^2 r^2)$.

Коэффициент электромеханической трансформации

$$N = 8\pi d_{31} r E_{ю} / (1-\mu). \tag{14.10}$$

Эквивалентные сосредоточенные параметры

$$m_{ЭКВ} = 4\pi r^2 \rho d + 2\beta(\rho c)_B r^2 / f; C_{ЭКВ} = (1-\mu) / (8\pi E_{ю} d). \tag{14.11}$$

Электрическая емкость

$$C_0 = 4\pi \varepsilon_{33}^T (1 - k_p^2) r^2 / d, \tag{14.12}$$

где $k_p^2 = 2d_{31}^2 E_{ю} / [\varepsilon_{33}^T (1-\mu)]$ — энергетический КЭМС для сферы.

Частота электромеханического резонанса

$$f_p' = f_p / \sqrt{1 - k_p^2}. \tag{14.13}$$

Чувствительность в режиме приема

$$M = \frac{2d_{31} d \eta_p k_Д E_{ю}}{\alpha_p \alpha_\omega (\rho c^2)_B (1-\mu) \varepsilon_{33}^T (1 - k_p^2) kr} (1 + [Q^D (f / f_p' - f_p' / f)]^2)^{-0,5}, \tag{14.14}$$

где $\alpha_\omega = 1 - (1 - \alpha / \alpha_p)\eta_p$; $\alpha = k^2 r^2 / (1 + k^2 r^2)$; $Q^D = Q / \sqrt{1 - k_p^2}$.

14.5. Стержневые магнитострикционные преобразователи

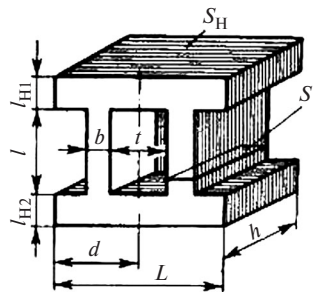


Рис. 14.6. Колебательная система стержневого магнитострикционного преобразователя

Формулы для расчета симметричной колебательной системы, набранной из цельных пластин (рис. 14.6), имеют вид [7—10, 12].

Условие механического резонанса:

$$qtg(\omega_p l / c)_Н = ctg(\omega_p l / 2c_3^E), \tag{14.15}$$

где $q = C_Н d / c^\beta b \approx d / b$.

Скорость c^β измеряется при постоянной магнитной индукции. При $l = 2l_Н$ общая длина системы в направлении колебаний получается наименьшей и условие резонанса имеет вид:

$$\text{ctg}(\omega_p l_Н / c_Н) = \sqrt{q}. \tag{14.16}$$

Коэффициент электромеханической трансформации

$$N = a / \omega n, \tag{14.17}$$

где a — магнитострикционная постоянная (табл. 14.1); n — число витков на одном стержне.

Таблица 14.1. Значения постоянных и параметров эффективности некоторых магнитострикционных материалов

Параметры и постоянные	Марки материалов						
	Никель НП2Т	**Пермендюр 50КФ**	**Сплав никоси**	**Сплав 12Ю**	**Феррит Ф86**	**Феррит Ф107**	**Феррит 21СПА**
ρ, кг/ма	8900	8200	8800	6700	5200	5200	5200
$E^{B}\cdot 10^{-10}$, Па	21,5	20,5	19	15,8	17	17	17,9
cВ, м/с	4900	5200	4600	4800	5700	5700	5860
Tр$\cdot 10^{-5}$, Па	3600	5000	4100	7500	314	340	200
$\rho_{\upsilon}10^{7}$,Ом·м	0,7	3,4	1,6-1,8	9,0	1000	1000	10^{7}
H_c, А/м	160	136	16-24	9,6	–	–	224
Bs, Тл	0,61	2,4	0,0495	1,5	0,4	0,35	0,32
$\mu_{нач}/\mu_0$	1000	700	1400	1000	120	85	44
$\mu_{ОПТ} / \mu_0$	35	200	220	300	30	30	16
$H^{k}_{\text{Ï Î Ë}}\cdot 10^{-2}$, А/м	12-16	3,2-5,6	4,0	3,2-5,6	8,0	8,0	12-16
$H^{a}_{\text{Ï Î Ë}}\cdot 10^{-2}$, А/м	36	32	9,6	28	28	9,6	28
$\lambda_S\cdot 10^{6}$	- (30-35)	60-70	25-28	35-40	-19	–	-26
$a\cdot 10^{-7}$, Н/Вб	2,3	2,2	1,8	0,85	2,0	2,6	2,35
k_{33}	0,26	0,49	0,49	0,30	0,27	0,38	0,21
$a^{k}\cdot 10^{-7}$, Н/Вб	1,9	1,75	1,8	0,65	1,9	2,4	2,0
$\Lambda\cdot 10^{9}$, Н/Вб	4,2	27	22	20	–	5,8	2,8
$(\mu^{k}_{\text{Ï Ò}} / \rho_{\upsilon})\cdot 10^{-2}$, с/м^2	6,28	7,5	17,27-15,35	4,18	0,37	0,37	0
tg δ, %	5,0	35	–	9,0	0,2	2,0	3,5
$(a\mu^{s}_{r})\cdot 10^{-7}$, Н/Вб	66,5	350	396	195	57	72	32
$(a\sqrt{\mu^{s}_{r}})\cdot 10^{-7}$, Н/Вб	11,2	24,5	27	11,2	10,4	13,1	8,0
$(a\mu^{T}_{r} / E^{B})^{k}\cdot 10^{3}$, м^2/ Вб	3,1	17,0	20,9	12,3	3,3	4,3	1,8

Эквивалентные сосредоточенные параметры

$$C_{экв} = 1 / \omega^2_p m_{экв}. \tag{14.18}$$

Механическая добротность

$$Q = \frac{\pi(\rho c)_{\text{Í}}\eta_{\text{àì}}}{\alpha(\rho c)_{\hat{\text{A}}}}\left[\frac{2l_{\text{Í}}}{\lambda_{\text{Í}}} + \frac{l}{\lambda}\times\left(\frac{1}{q}\cos^2\frac{2\pi l_{\text{Í}}}{\lambda_{\text{Í}}} + q\sin^2\frac{2\pi l_{\text{Í}}}{\lambda_{\text{Í}}}\right)\right]. \tag{14.19}$$

Электрическое напряжение возбуждения при резонансе

$$U = \frac{S_{\text{н}} \sqrt{\alpha p (\rho c)_{\text{а}} P_{\text{а.оа.р}}}}{2N\eta_{\text{р}} \cos(\omega_{\text{р}} l / c)_{\text{н}}}, \tag{14.20}$$

при $C_{\text{н}} = C^{\text{а}}$.

Магнитная индукция в стержне при резонансе

$$B = U / \omega_{\text{р}} nS, \tag{14.21}$$

где S — суммарная площадь поперечного сечения стержней.

Частотная зависимость акустической мощности вблизи резонанса

$$\frac{P_{\text{а}}}{P_{\text{а.р}}} = [1 + Q^2 (f / f_{\text{р}} - f_{\text{р}} / f)^2]^{-1}, \tag{14.22}$$

где $P_{\text{а.р}} = \dfrac{4N^2 \eta_p^2 U^2 \cos^2(\omega_{\text{р}} l_{\text{н}} / c_{\text{н}})}{\alpha_{\text{р}} (\rho c)_{\text{а}} S_{\text{н}}}$.

Электрическое сопротивление:

а) индуктивное

$$X_L = i\omega\mu^S (2n)^2 S / 2l_{экв},$$

где L_0 — статистическая индуктивность, $l_{\text{эфф}} = 2(l + l_{\text{н}}) + 2(t + b)b / l_{\text{н}}$;

б) активное вносимое — формула (14.32);

в) сопротивление электромагнитных потерь

$$R_{\text{п}} = \frac{\omega^2 L_0}{2\mu^S \sigma_{\text{п}}}, \tag{14.23}$$

где $\sigma_{\text{п}}$ — коэффициент потерь на вихревые токи и гистерезис (рис. 14.12—14.14) [9, 12].

Для излучателя из магнитострикционного феррита коэффициент потерь (на гистерезис) определяется по формуле

$$\sigma_{\text{п}} = \pi f \operatorname{tg}\delta / \mu^S, \tag{14.24}$$

где tg δ — тангенс угла потерь в феррите;

г) электрическое сопротивление при резонансе

$$Z_{\text{р}} = \left(\frac{R_{\text{п.р}} + R_{\text{м.р}}}{R_{\text{п.р}} R_{\text{м.р}}} + \frac{1}{i\omega_{\text{р}} L_0} \right)^{-1} = \left(\frac{1}{R_{\text{р}}} + \frac{1}{i\omega_{\text{р}} L_0} \right); \tag{14.25}$$

д) диэлектрическое сопротивление вблизи резонанса

$$Z = \left(\frac{1}{R_{\text{п}}} + \frac{1}{i\omega L_0} + \frac{1}{R_{\text{м}} + iX_{\text{м}}} \right)^{-1}, \tag{14.26}$$

где $X_{\text{м}}$ определяется по формуле (14.27) при A = $S_{\text{н}}$.

$$R_{\text{м}} = \frac{\alpha (\rho c)_{\text{а}} A}{4N^2 \eta_{\text{р}}}; \; X_{\text{мс}} = \frac{\alpha (\rho c)_{\text{а}} AQ}{4N^2 \eta_{\text{р}}} \left(\frac{f}{f_{\text{р}}} - \frac{f_{\text{р}}}{f} \right). \tag{14.27}$$

Потребляемая электрическая мощность и КПД

$$P_{э} = U^2 / R = U^2 (R_{п} + R_{м}) / R_{п} R_{м} = P_{а} / \eta_{эм} \eta_{ам}, \qquad (14.28)$$

где $\eta_{эм} = \left[1 + \dfrac{\alpha_{д} \sigma_{п} (\rho c)_{а} S_{п} l_{эка}}{4a^2 \eta_{р} S \cos^2(\omega_{р} l_{н} / c_{н})}\right]^{-1}$.

Токи, протекающие через излучатель на резонансной частоте:

а) ток намагничивания

$$I_{нам} = \frac{U}{\omega_{р} L_0} = \frac{B l_{эка}}{2n\mu^{S}}; \qquad (14.29)$$

б) рабочий ток

$$I_{дав} = \frac{U}{R_{м}} = \frac{\omega_{д} nSB}{R_{м}}; \qquad (14.30)$$

в) ток потерь

$$I_{п} = \frac{U}{R_{п}} = \frac{\omega_{д} nSB}{R_{п}} = \frac{\sigma_{п} l_{эка} B}{\omega_{д} n}; \qquad (14.31)$$

г) ток поляризации

$$I_{пол} = \frac{B_0 l_{эка}}{2\mu_{(0)} n} = \frac{H_0 l_{эка}}{2n}, \qquad (14.32)$$

где B_0, H_0 — индукция, напряженность поля поляризации; $\mu_{(0)}$ — абсолютная проницаемость материала стержня при $B = B_0$ или, что то же, при $H = H_0$;

д) полный потребляемый ток

$$I_{\Sigma} = \sqrt{I_{пол}^2 + (I_{п} + I_{дав})^2 + I_{нам}^2}. \qquad (14.33)$$

Условие электромеханического резонанса

$$\bar{q} \operatorname{tg}(\omega'_{р} l_{н} / c_{н}) = \operatorname{ctg}(\omega'_{д} l / 2c^{H}), \qquad (14.34)$$

где $\bar{q} = c_{н} S_{н} / c^{H} S$; c^{H} — скорость звука в материале стержня, измеренная при $H = 0$, т.е. при разомкнутых концах обмотки.

Скорости звука c^{H} и c^{B} связаны соотношением

$$c^{H} / c^{B} = \sqrt{1 - k_{33}^2}, \qquad (14.35)$$

где k_{33}^2 — энергетический коэффициент магнитотехнической связи, равный

$$k_{33}^2 = a^2 \mu^{S} / E^{B}.$$

Чувствительность в режиме приема:

а) на частоте электромеханического резонанса

$$M_{р} = \frac{2aL_0 \eta_{р} \cos(\omega'_{р} l_{н} / c_{н})}{\alpha_{д} n (\rho c)_{а}} = \frac{2N\omega'_{р} L_0 \eta_{р} \cos(\omega'_{р} l_{н} / c_{н})}{\alpha_{д} (\rho c)_{а}}; \qquad (14.36)$$

б) на частотах вблизи резонанса

$$\frac{M}{M_{д}} = \{1 + [Q^{H} (f / f'_{р} - f'_{р} / f)]^2\}^{-\frac{1}{2}}, \qquad (14.37)$$

где $Q^{H} = \omega'_{р} m_{эка} / r$; $r = \alpha_{р} (\rho c)_{а} S_{н} / 4\eta_{д} \cos^2(\omega'_{р} l_{н} / c_{н})$;

в) на низких частотах

$$M_{\text{н.ч}} = \frac{NS_{\text{і}}\,\omega_{\text{і}}^2 L_0 l}{2E^H S}. \tag{14.38}$$

14.6. Цилиндрические магнитострикционные преобразователи

Расчетные формулы для магнитострикционного короткого кольца, набранного из электрически изолированных тонких пластин и совершающего радиальные пульсирующие (на нулевой моде) колебания (см. рис. 14.4, *а*), можно найти в [7—10, 12].

Частота механического резонанса:

а) ненагруженного кольца:

$$f_0 = \sqrt{E^B / \rho} \,/\, 2\pi r \text{ (пульсирующее)};\ f_{01} = \sqrt{2} f_0 \text{ (осциллирующее)}, \tag{14.39}$$

б) нагруженного кольца

$$f_{\text{р}} = f_0 \,/\, \sqrt{1 + \beta(\rho c)_{\text{â}} \,/\, \omega_{\text{ð}} d\rho} \approx f_0 \,/\, \sqrt{1 + \beta(\rho c)_{\text{â}}\, r \,/\, \rho c_1^E d}. \tag{14.40}$$

Коэффициент электромеханической трансформации

$$N = 2\pi a \,/\, \omega n,$$

где a — магнитострикционная постоянная материала кольца; n — число витков.

Мощность электромагнитнитных потерь

$$P_{\text{ï}} = 2\sigma_{\text{ï}}\, SdB^2 = \frac{\sigma_{\text{ï}}\, r}{\pi S_0 n^2}\left(\frac{U}{f}\right)^2, \tag{14.41}$$

где $S = 2\pi rh$, $S_0 = dh$.

Частота электромеханического резонанса

$$f'_{\text{р}} = f_{\text{р}}\sqrt{1 - k_{33}^2}. \tag{14.42}$$

Чувствительность в режиме приема:

а) на частоте электромеханического резонанса

$$M_{\text{ð}} = N\omega'_{\text{р}} L_0 \eta_{\text{р}} \,/\, \alpha_p (\rho c)_{\text{â}}; \tag{14.43}$$

б) на частотах вблизи резонанса

$$\frac{M}{M_{\text{ð}}} = \frac{1}{\alpha_\omega}\{1 + [Q^D (f \,/\, f'_{\text{р}} - f'_{\text{р}} \,/\, f)]^2\}^{-\frac{1}{2}}; \tag{14.44}$$

в) на низких частотах

$$M_{\text{н.ч.}} = \frac{\mu^T anSf_{\text{ï}}}{\text{Å}^{\text{Â}}}. \tag{14.45}$$

Механическая прочность металлических магнитострикционных материалов весьма высока: предел прочности при растяжении составляет сотни мегапаскаль

(см. табл. 15.1), у пьезокерамических материалов он равен примерно 20 МПа (см. гл. 9). Благодаря высокой прочности допустимая удельная акустическая мощность магнитострикционных преобразователей достигает 20 Вт/см^2.

Свойства магнитострикционных материалов приведены в табл. 14.1 [9, 12], где также даны параметры, характеризующие эффективность преобразователей в режимах излучения и приема.

Значения величин с верхними индексами k, a отвечают режиму поляризации, при котором максимальны коэффициент магнитомеханической связи и магнитострикционная постоянная. Оптимальной называется величина напряженности $H_{\text{пол}}$, при которой энергетический коэффициент магнитомеханической связи k_{33}^2 принимает наибольшее значение (рис. 14.16).

Параметры эффективности $a\mu^S$, $a\mu^T/E^B$, $a\sqrt{\mu^S}$ характеризуют соответственно чувствительность приемника на резонансной частоте, на низких частотах и удельную чувствительность на резонансе; в табл. 14.1 они приведены для оптимальной поляризации.

Пассивные материалы. Конструкции преобразователей содержат детали и узлы из пассивных материалов: металлов, пластмасс, резины, полимеров, электроизоляционных жидкостей, которые используются в качестве накладок, экранов, для армирования, герметизации, акустической развязки, элекроизоляции, крепления и т.п. Физико-механические свойства пассивных конструкционных материалов, применяемых в производстве преобразователей, приведены в табл. 14.2. [12].

Таблица 14.2. Свойства пассивных конструкционных материалов

I. Металлы и сплавы

Металл или сплав	$\rho \cdot 10^{-3}$, **кг/м^3**	$c_\infty \cdot 10^{-3}$, **м/с**	**c-10^{+3}, м/с**	$E \cdot 10^{+11}$, **Па**	μ	$\alpha \cdot 10^6$, **С$^{-1}$**	$G \cdot 10^{-11}$, **Па**
Алюминиевые сплавы	2,6–2,9	6,26–6,4	5,2	0,7–0,75	0,26–0,33	20–23	0,27
Бронзы	7,6–8,9	–	3,7	1,15	0,3	13–21	0,42
Вольфрам	19,3	5,5	4,3	3,6	0,3	4,4	1,5
Латуни	8,3–8,7	4,28–4,7	3,4	1,0	0,37	17–21	0,38–0,42
Медь	8,96	4,7	3,6	1,1	0,35	17	0,49
Никель	8,9	5,63	4,8	2,0	0,31	14	0,78
Олово	7,3	3,32	2,7	0,42–0,55	0,33	26	0,17–0,18
Свинец	11,35	2,16	1,25	0,17	0,42	29	0,7
Серебро	10,5	3,6	2,6	0,75	0,37	20	
Стали	7,7–8,0	5,0–6,1	5,05	2,0–2,2	0,24–0,30	10–17	0,78–0,85
Титановые сплавы	4,4–4,5	6,0	5,25	1,1–1,2	0,35	8,6–9,0	0,4–0,45

Примечание. ρ — плотность; c_∞, — скорость звука в безграничной среде; c — скорость звука в стержне; E — модуль Юнга; μ — коэффициент Пуассона; α — температурный коэффициент линейного расширения; G — модуль сдвига.

Таблица 14.2 (продолжение)

II. Пластмассы

Материал	$\rho \cdot 10^{-3}$, кг/м^3	$c \cdot 10^{+3}$, м/с	$E \cdot 10^{-10}$, Па	$\frac{\varepsilon}{\varepsilon_0}$	tg δ, %	$E_{пр} \cdot 10^{-6}$, В/м	$\alpha \cdot 10^5$, С$^{-1}$	$T_р \cdot 10^{-7}$, Па	$T_с \cdot 10^{-7}$, Па	$\rho_v \cdot 10^{-11}$, Ом · м	$t_{раб}$, °С
Винипласт листовой	1,3-1,4	0,54	0,04	4-5	1-2	15-35	7,0	5,0	8,0-10,0	0,01-10	От 0 до 60
Гетинакс листовой	1,3-1,45	2,7	1,0	7-45	5-15	12-30	2,0-3,5	6,0-8,0	-	-	От -60 до 105
Капрон	1,1-1,2	1,3	0,2-0.23	3,6-5,0	2-3	20	8,0-10	9,0	10-12,5	0,1-1,0	До 140
Органическое стекло	1,18-1,2	1,58	0,27-0,32	2,9-3,9	2-6	2,5-40	6,4-12,5	6,0	7,0-12	1,0-100	От -60 до 90
Пенопласт полиуретановый	0,04-0,25	0,28	0,008	1,0-1,3	—	—	—	0,04-0,2	0,025-0,3	≈1,0	От -60 до 100
Полихлорвинил	1,2-1,8	—	—	3,2-4,0	—	—	6,0-25	—	—	0,1-10,0	—
Полиэтилен	0,92-0,95	0,48	—	2,1-2,5	0,011	40	20-55	1,0-3,0	1,25-2,1	10^4	От -60 до 80
Стеклотекстолит	1,6-1,9	2,34	0,2	4-8,3	0,01-0,12	5-20	0,6-1,6	13-20	36	1,0-10	От -60 до 200
Стеклопластик	1,5-1,6	2,15-3,0	0,6-1,7	—	—	—	—	9-23	10-16	—	—
Текстолит листовой	1,3-1,6	2,75	1,0	5-8	0,06-0,2	2,8	3,3-4,1	3,5-5,5	25	10^{-4}-10^{-1}	От -65 до 105
Компаунд ЭЗК-31	1,9	1,6	0,5	4,3	0,07	—	3,3	6.9	—	—	От -60 до 120
Клей ДМ-5-65	2,14	2,0	0,93	7,6	3,3	15	4,5-6,8	—	16	340	От -50 до 60
Компаунд УП-592/11	1,44	2,2	0,7	7	3	30	10	1,8	—	10	От -50 до 70

Примечание. $T_р$ — предел прочности на растяжение; $T_с$ — предел прочности на сжатие; $E_{пр}$ — напряженность электрического поля; $t_{раб}$ — пределы рабочей температуры.

Таблица 14.2 (продолжение)

III. Электроизоляционные жидкости

Жидкости	$\rho \cdot 10^{-3}$, кг/м^3	$c \cdot 10^{-3}$, м/с	$\frac{\varepsilon}{\varepsilon_0}$	$\mathrm{tg}\,\delta \cdot 10^2$ при t, °С			$E_{пр} \cdot 10^{-6}$, В/м	$\beta \cdot 10^4$, °С$^{-1}$	$\nu \cdot 10^6$, м^2/с, при t = °С		$t_{раб}$, °С	ГОСТ
				20 °С	70 °С	100 °С			20 °С	50 °С		
Кремнийорганическая 132-12Д (б. ПЭС-Д)	0,96-1,00	1,27-1,286	2,4-2,8; 15-35 °С; 1000 Гц	0,03 при 0,08 при 15-35 °С 008 при 98-102 °С 100 Гц			18,0 при 15-35 °С	6	70-140	—	От -60 до 100	10916-74
Масло касторовое техническое	0,947-0,970	1,5-1,52	4,5-4,8	0,8-2,5	—	—	12-16	—	200-250	—	От -15 до 65	6757-73
Масла конденсаторные	0,860-0,865	1,432	2,1-2,3	—	—	0,5-0,2 при 1000 Гц	20-25	6,5	37-45	9-12	—	5775-68
Масло трансформаторное селективной очистки	0,88-0,92	1,432-1,439	2,1-2,4	0,2	2,0		17-20	6,3-7,0	28	9	—	10121-76

Примечание. ρ — при 20 °С; c — при 18-20 °С; $\varepsilon/\varepsilon_0$ — при 20 °С и 50 Гц; $E_{пр}$ — при 20 °С и 50 Гц; β — температурный коэффициент объемного расширения; ν — коэффициент кинематической вязкости.

Таблица 14.2 (окончание)

IV. Резины

Марка резины	$\rho \cdot 10^{-3}$, кг/м^3	$c \cdot 10^{-3}$, м/с	$\frac{\varepsilon}{\varepsilon_0}$	$\mathrm{tg}\,\delta$, %	$E_{пр} \cdot 10^{-6}$, В/м	$t_{раб} >$ °С	**Основные свойства и применение**
8615	1,26	—	4	0,3	24	От -50 до 50	Средней твердости, немаслостойкая, электроизоляционная. Герметизация пьезоблоков, вводов и соединений проводов и кабелей, изоляционные прокладки
С-572	1,5	1,575	7	0,53	3	От -30 до 50	Средней твердости, маслостойкая, электроизоляционная. Герметизация пьезоблоков, шланговых оболочек, вводов и соединений проводов и кабелей уплотнительные прокладки, диафрагмы компенсаторов

Продолжение табл. 14.2

Марка резины	$\rho \cdot 10^{-3}$, кг/м^3	$c \cdot 10^{-3}$, м/с	$\frac{\varepsilon}{\varepsilon_0}$	tg δ, %	$E_{пр} \cdot 10^{-6}$, В/м	$t_{раб}$ > °С	Основные свойства и применение
С-576	1,38	1,715	37	5,0	3	От -30 до 50	Повышенной твердости, маслобензостойкая, неэлектроизоляционная. Герметизация пьезоблоков, шланговых оболочек, вводов и соединений проводов и кабелей, уплотнительные прокладки, диафрагмы компенсаторов
8508	1,2	1,67	90	44	2,5	От -30 до 70	Мягкая, повышенной маслобензостойкости, неэлектроизоляционная. Уплотнительные манжеты, диафрагмы компенсаторов
9831	1,18	1,825	30	1,2	4,5	От -30 до 130	Средней твердости, повышенной маслобензостойкости, неэлектроизоляционная. Вибрационные покрытия
ИРП-1075	1,265	1,5	—	—	—	От -60 до 50	Немаслостойкая, неэлектроизоляционная. Акустические экраны
ИРП-1207	1,26	1,5	—	—	—	От -30 до 50	
10087	0,5-0,81	0,12			—	От -40 до 50	Маслостойкая, неэлектроизоляционная. Акустическое экранирование при больших давлениях

Примечание. Диэлектрическая проницаемость и тангенс угла диэлектрических потерь измерены при частоте 1000 Гц.

14.7. Основные требования, предъявляемые к проектируемым преобразователям

В связи с тем, что излучение преобразователей наиболее эффективно на частоте резонанса их механической колебательной системы, преобразователи в режиме излучения используют, как правило, на резонансных или близких к ним частотах. Современные гидроакустические станции работают в диапазоне частот от единиц герц до нескольких мегагерц, и, чтобы перекрыть такой диапазон, применяют целую гамму гидроакустических преобразователей, отличающихся способами преобразования энергии, формами колебаний и типами конструкций [7—9, 12].

Для минимизации типоразмеров преобразователей желательна возможно большая широкополосность преобразователей. Широкополосность преобразователя можно обеспечить, в частности, применением отрицательной обратной связи или доменно-диссипативных пьезоэлементов (см. гл. 9) [15—18].

Для обеспечения заданного коэффициента концентрации антенны и излучаемой ею мощности используемые в ней преобразователи должны иметь соответствующие волновые размеры, допускаемую дисперсию амплитудных и фазовых ошибок, а также необходимые значения удельных излучаемых мощностей и КПД.

Поскольку гидроакустические антенны устанавливают в забортном пространстве различных носителей, их рабочие глубины (соответственно изменяются значения гидростатического давления преобразователей) могут находиться в интервале от нескольких метров до нескольких километров.

Помехоустойчивость антенны [6] зависит от степени ее защищенности от электрических шумов собственно приемников и соединенных с ними радиоэлектронных элементов, а также помех моря и шумов объекта — носителя антенны. В общем случае защищенность приемника от шумов электронных элементов и собственных шумов определяет значение принимаемого им порогового (минимального) давления $p_{П}$. Защищенность пьезоэлектрических приемников от основного источника шумов — электрических шумов предварительных усилителей обеспечивают [6] выбором соответствующего значения их чувствительности холостого хода M и внутреннего сопротивления Z, т.е. удельной чувствительности приемника $M_{уд} = \mathrm{M} / \sqrt{Z}$ [1, 6, 7, 12].

Для обеспечения необходимой широкополосности обычно используют равномерный дорезонансный участок амплитудно-частотной характеристики приемника.

Таким образом, современные преобразователи должны обладать рабочими частотами, волновыми размерами, удельными мощностями, КПД, удельными чувствительностями, широкополосностью и рабочими глубинами, которые обеспечивали бы требуемую дальность действия гидроакустической станции.

Преобразователи эксплуатируют в морской воде при воздействии различных агрессивных факторов (коррозия, кавитация, обрастание), а также широкого диапазона температур и гидростатических давлений. Кроме того, при работе в режиме излучения на преобразователь воздействуют значительные электрические и циклические механические напряжения, а также вызываемый ими разогрев деформируемых элементов. Следствие всех этих факторов — накопление в соответствующих элементах конструкции механических и электрических повреждений, диффузия паров воды внутрь преобразователя, старение материалов и т.д. При проектировании преобразователя значительное внимание необходимо уделять обеспечению его надежности и долговечности, в оценке которых надо учитывать электрические, механические, тепловые, химические и другие воздействия в процессе эксплуатации, а также вызываемые ими физико-химические явления.

Чтобы обеспечить соответствующее крепление узла, который преобразует энергию (так называемого активного элемента), его электроизоляцию и герметизацию, а также механическую прочность и акустическое экранирование, в конструкцию преобразователя приходится вводить специальные конструктивные элементы, выполненные из соответствующих материалов. Все это делает гидроакустические преобразователи достаточно сложными и дорогостоящими. Задача проектирования преобразователей — выбор их типов, а также используемых в них материалов и размеров деталей из условий обеспечения заданных эффективности, надежности и долговечности при минимальной стоимости преобразователя.

14.8. Выбор способа преобразования энергии и формы колебаний

Как уже отмечалось, современные гидроакустические преобразователи по способам преобразования электрической энергии в механическую или механической в электрическую разделяют на пьезоэлектрические, магнитострикционные, электромагнитные, электродинамические, электрохимические, электроискровые, гидравликоакустические, парогазоакустические, оптико-акустические и др. [6, 14].

Анализ возможностей различных способов преобразования энергии в необходимых широких диапазонах частот и глубин показывает, что современным требованиям удовлетворяют только пьезоэлектрический и магнитострикционный способы преобразования энергии. Преобразователи, основанные на других способах преобразования энергии, в ряде случаев применяют для решения частных задач в диапазоне частот, не превышающем 1 кГц, и в диапазоне глубин до 200 м.

Способность активных материалов преобразовывать электрическую энергию в механическую в статическом режиме, как известно, характеризует КЭМС

$$k_C^2 = W_M / (W_M + W_Э),$$

где $W_Э$ и W_M — энергии, запасенные электрической и механической сторонами преобразователя.

Важнейшие характеристики излучателя, работающего на частотах, близких к резонансной, которые существенно зависят от параметров материала, — это его габаритный резонансный размер $d_Г$, механико-электрический КПД $\eta_{МЭ}$ и максимальная удельная излучаемая мощность $P_{уд\ max}$. Они связаны с параметрами активных материалов следующими соотношениями [6]:

$$\eta_{МЭ} = \frac{1}{1 + \dfrac{1 - k_C^2}{k_C^2 Q_Э Q_M}};$$

$$P_{уд\ max} = \frac{\sigma_{эм.пр}^2 B_1}{(\rho c)_M^2} = \frac{\sigma_{пр}^2 B_2}{(\rho c)_M^2},$$

где $\sigma_{эм.пр}$ и $\sigma_{пр}$ — предельно допускаемые электромеханическое и механическое возбуждающие напряжения; $(\rho c)_M$ — удельное акустическое сопротивление материала; B_1 и B_2 — коэффициенты, определяемые формой колебаний и параметрами конструкции.

Для пьезоэлектрических и магнитострикционных материалов электромеханические напряжения

$$\sigma_{эм.пр1} = d_{ik} E_{ю} E; \ \sigma_{эм.пр2} = a_{ik} B,$$

где d_{ik} и a_{ik} — компоненты тензоров пьезомодулей и магнитострикционных постоянных; $E_{ю}$ — модуль Юнга; E и B — напряженность электрического поля и магнитная индукция.

Важнейшая характеристика приемника — удельная чувствительность — определяет значение отношения сигнал/помеха на выходе приемника или за-

висящее от него принимаемое пороговое давление. Для пьезоэлектрических и магнитострикционных приемников, работающих на частотах, лежащих ниже резонансной, удельная чувствительность связана с параметрами активного материала соотношением

$$M_{УД} = k_C B_3 \sqrt{\rho_M},$$

где B_3 — коэффициент, определяемый формой колебаний и параметрами конструкции.

Параметры основных современных магнитострикционных и пьезоэлектрических материалов, определяющие эффективность механико-электрического преобразователя энергии, приведены в табл. 14.3, из которой видно, что пьезоэлектрические материалы обладают существенно лучшими значениями параметров, определяющих эффективность и размеры преобразователей по сравнению с магнитострикционными. Достоинство металлических магнитострикционных материалов — высокая механическая прочность, задающая уровень допускаемого возбуждающего механического напряжения. Однако современные способы армирования повышают механическую прочность пьезокерамических активных элементов до необходимого уровня и, таким образом, нейтрализуют эту слабую сторону пьезоэлектрических материалов.

Таблица 14.3. Значения основных параметров магнитострикционных и пьезокерамических материалов

Параметр	Никель НП-2	Пермендюр 50 КФ	Пьезокерамика	
			ЦТБС-3	ЦТСНВ-1
КЭМС k_C:				
в слабых полях	0.3	0,4	0,65	0,72
в сильных полях	0,2	0,1	0,65	0,7
Добротность в сильных полях:				
электрическая $Q_Э$	2,6	1,9	40	11
механическая Q_M	21	20	200	60
Скорость звука $c \cdot 10^{-3}$, м/с	4,9	5,2	3,1	2,6
Механическая прочность, МПа:				
на растяжение σ	100	100	19,6	16,7
на сжатие $\sigma_{СЖ}$	100	100	350	345
Плотность $\rho \cdot 10^{-3}$, кг/м^3	8,8	8,2	7,25	7,3
Напряжение $\sigma_{ЭМ}$, Вт/см^2	0,71	1,55	2,6	-
Механико-электрический КПД $\eta_{МЭ}$	0,5	0,5	0,95	0,9
Отношение $k_C / \sqrt{\rho_M}$	2,07	2,68	7,8	10,5

В современных отечественных излучателях и приемниках в большинстве случаев используют пьезоэлектрический способ преобразования энергии, причем наиболее эффективны излучатели на пьезокерамике ЦТБС-3, а приемники — на ЦТСНВ-1 [6, 15-18] (см. также гл. 9).

14.9. Некоторые конструкции преобразователей

При конструировании преобразователя необходимую форму колебаний выбранного активного элемента реализуют как за счет соответствующего крепления активного элемента к корпусу преобразователя или антенны, так и за счет необходимого электрического включения частей активного элемента (см. рис. 14.7) [12].

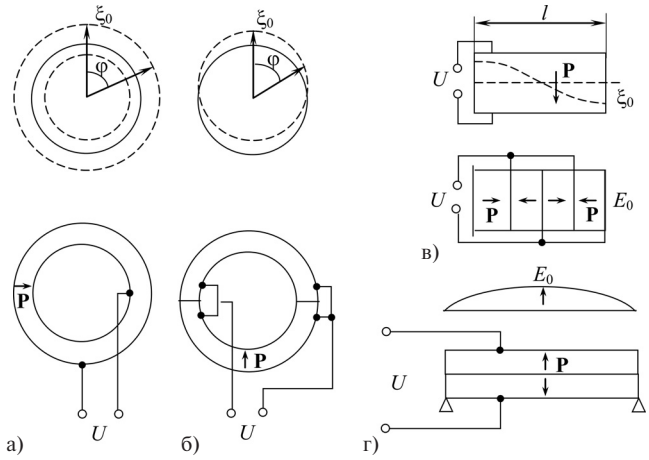


Рис. 14.7. Основные формы колебаний пьезокерамических преобразователей и электрическое включение пьезоэлементов, обеспечивающее их реализацию: а, б — пульсирующий и осциллирующий цилиндры; в — полуволновый стержень; г — круглая изгибная пластинка

В связи с тем, что гидроакустические преобразователи предназначены для длительной работы в морской воде, для обеспечения заданной надежности и долговечности, необходимо осуществить электроизоляцию и герметизацию тех частей их активных элементов, которые находятся под электрическим напряжением.

Требуемую механическую прочность активных элементов преобразователей-излучателей обеспечивают армированием с помощью специальных упрочняющих деталей (бандажей, стяжек и др.) из металлических или полимерных материалов. Для защиты от электрохимической коррозии используют коррозионно-стойкий материал (титан) либо принимают специальные меры (покрытия, протекторы и др.). Элементы электроизоляции, герметизации и армирования должны образовывать единую колебательную систему с активным элементом, поэтому необходимо соответствующее их механическое сопряжение. Для исключения ненужного излучения (приема) звука тыльными и противофазными участками поверхностей преобразователей их экранируют звукомягкими или звукожесткими акустическими отражающими или поглощающими (в случае приемников) экранами.

Таким образом, задача конструирования преобразователя — выбрать такие основные конструктивные элементы и их сопряжения, которые обеспечат не-

обходимые эффективность, надежность и долговечность преобразователя при его минимальных размерах, массе и стоимости [1, 6—9, 12, 15].

Следует отметить, что самое широкое применение в современной гидроакустической практике нашли пьезокерамические преобразователи, обеспечивающие наибольшую эффективность и надежность при работе в режимах излучения и приема. На частотах ниже 1 кГц в режиме излучения с ними конкурируют составные магнитострикционные и электромагнитные преобразователи.

Одна из распространенных конструкций гидроакустического преобразователя показана на рис. 14.8. Активный элемент *6* этого преобразователя состоит из простейших пьезоэлементов (призм), склеенных друг с другом. Электроизоляцию активного элемента обеспечивают слои твердых, жидких и газообразных электроизоляционных материалов *5*, расположенные между активным элементом *6* и корпусом преобразователя *1* или морской водой. Герметизируют активный элемент, сочетая вулканизированные или склеенные слои герметизирующих материалов (детали *7*, *3*, *4*). Соответствующий выбор материалов и размеров деталей обеспечивает механическую прочность всех элементов. Механическую прочность активного элемента в случае необходимости можно повысить наложением элементов армирования *4*, создающих специальные сжимающие напряжения. Активный элемент крепят к корпусу *1* с помощью эластичного крепления *3* из полимерных или металлических материалов. В качестве акустического экрана *7* используют слои материалов с высокими коэффициентами отражения звука в воде (слои воздуха, а также воздухозаполненных полимеров и металлоконструкций).

В силовых конструкциях (рис. 14.8 и 14.9) внутренний объем активного элемента и корпуса заполнен воздухом или электроизоляционным газом. Активный элемент и прочный корпус таких конструкций способны противостоять гидростатическому давлению. Гидростатическое давление трансформируется в нагруженных элементах конструкций в одно-, двух или трехосное механическое напряженное состояние, значительно (до 10...15 раз) большее, чем вызывающее его гидростатическое давление.

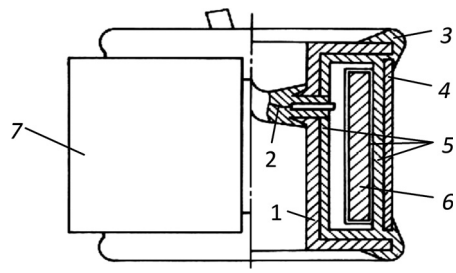


Рис. 14.8. Цилиндрический пьезокерамический преобразователь силовой конструкции: *1* — корпус; *2* — токоввод; *3* — крепление; *4* — бандаж; *5* — электроизоляция; *6* — активный элемент; *7* — акустический экран

Электроизоляционный газ, заполняющий внутренние объемы преобразователей силовых конструкций, выполняет одновременно и роль внутреннего акустического экрана. Герметизацию и электроизоляцию активных элементов силовых конструкций от корпусных деталей обеспечивают слои полимерных материалов и металлов.

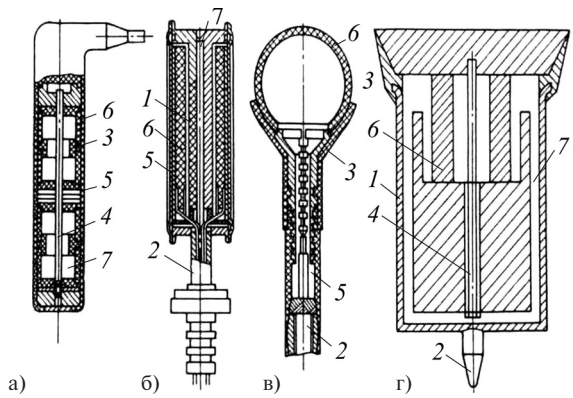


Рис. 14.9. Силовые конструкции гидроакустических пьезокерамических преобразователей: а — трубчатый; б — круглый пластинчатый; в — сферический; г — стержневой; *1* — корпус; *2* — токоввод; *3* — крепление; *4* — бандаж; *5* — электроизоляция; *6* — активный элемент; *7* — акустический экран

В компенсированных конструкциях (рис. 14.10) активный и все остальные элементы конструкции при работе под гидростатическим давлением находятся в состоянии всестороннего сжатия $\sigma_{сж} = p_Г$.

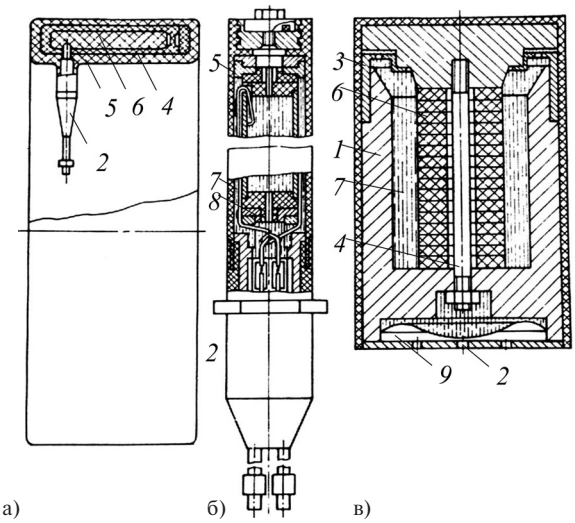


Рис. 14.10. Компенсированные конструкции пьезопреобразователей: а, б — цилиндрические, герметизированные слоями металло-компаундных (а) и резиновых с заполнением маслом (б) материалов; в — стержневой маслозаполненный низкочастотный: *1...6* — см. рис. 9.11; *7* — масло; *8* — капилляр; *9* — компенсатор давления

Электроизоляцию и герметизацию компенсированных конструкций создают слои полимерных материалов, а также сочетания слоев металлов с электроизоляционными жидкостями и полимерными материалами.

Акустическое экранирование поверхностей преобразователей (в том числе и внутренних) осуществляют экранами, рассчитанными на работу при соответствующем гидростатическом давлении [2].

Основные технические характеристики некоторых приемных преобразователей приведены в табл. 14.4 [4].

Таблица 14.4. Параметры приемных преобразователей [4]

№	Тип	Материал	Форма	Чувствит., $В/(н/м^2)\cdot 10^{-5}$	Емкость, нФ	Резонансная частота, кГц
1	ПКС-4	ЦТС-19	Цилиндр	7,5	13	1
2	ПСП-ТБ	Титанат бария	Двойной цилиндр	5	25	1,5
3	ПКС-6	ЦТС-19	Два диска	30	10	1
4	ПК-19	ЦТС-25	Два диска	9	10	1
5	ПДС-13	ЦТС-19	Два прямоугольника	15	3	4,5
6	ПДС-21	ЦТС-19	Два цилиндра	10	14	16

Еще одна распространенная конструкция гидроакустических преобразователей состоит из набора полых пьезоэлектрических цилиндров или шайб, стянутых с помощью металлического стержня (см., например, патент США №6.109.109.A.Brown, 08.2000, G01№29/00). С увеличением количества цилиндров, а также дополнительных металлических шайб или цилиндров можно уменьшать рабочую частоту преобразователя.

Параметры пьезоэлектрических гидроакустических преобразователей могут быть улучшены при использовании асимметричных биморфных элементов, доменно-диссипативных пьезоэлементов и отрицательной электромеханической обратной связи (см. гл. 9) [15].

Новые методы улучшения технических характеристик гидроакустических преобразователей описаны в [18].

Информацию о выпускаемых серийно гидроакустических преобразователях можно найти в [16—20].

Литература

1. Домаркас В.И., Кажис Р.-Й.Ю. Контрольно-измерительные пьезоэлектрические преобразователи. — Вильнюс: Минтис, 1975. — 258 с.
2. Глазанов В.Е. Экранирование гидроакустических антенн. — Л.: Судостроение, 1985. — 145 с.
3. Дианов Д.Б., Кузнецов В.М. Влияние переходных слоев на частотные характеристики стержневых пьезопреобразователей // Изв. Ленингр. электротехн. ин-та им. В.И. Ульянова (Ленина). 1968. — Вып. 63. — С. 60-78.

4. Кулиев Ю.Н. и др. Пьезоприемники давления. — Изд. Ростовского университета, 1976. — 152 с.
5. Магнитные и диэлектрические приборы / Под ред. Г.В. Катца. — Ч 1. — М.: Энергия, 1964. — 416 с.
6. Подводные электроакустические преобразователи: Справочник / Под ред. В.В. Богородского. — Л.: Судостроение, 1983. — 248 с.
7. Пьезокерамические преобразователи: Справочник / Под ред. С.И. Пугачева. — Л.: Судостроение, 1984. — 256 с.
8. Свердлин Г.М. Гидроакустические преобразователи и антенны. — Л.: Судостроение, 1980. — 232 с.
9. Свердлин Г.М., Огурцов Ю.П. Расчет преобразователей. — Л.: Изд-во ЛКИ, 1976-1977.
10. Свердлин Г.М. Прикладная гидроакустика. — Л.: Судостроение, 1976.
11. Смарышев М.Д., Добровольский Ю.Ю. Гидроакустические антенны: Справочник. — Л.: Судостроение, 1984. — 300 с.
12. Справочник по гидроакустике / А.П.Евтютов, А.Е.Колесников, Е.А.Корепин и др. — Л.: Судостроение, 1988. — 552 с.
13. Тюлин В.Н. Введение в теорию излучения и рассеяния звука. — М.: Наука, 1976.
14. Ультразвук (маленькая энциклопедия) / Под ред. И.П. Голяминой. — М.: Сов. энциклопедия, 1979. — 400 с.
15. Шарапов В.М., Мусиенко М.П., Шарапова Е.В. Пьезоэлектрические датчики. — М.: Техносфера, 2006. — 631 с.
16. Sharapov V. Piezoceramic sensors. — Springer Verlag, 2011. — 498 p.
17. В.М. Шарапов, И.Г. Минаев, Ж.В. Сотула, К.В. Базило, Л.Г. Куницкая. Пьезокерамические трансформаторы и датчики / Под ред. В.М. Шарапова. — Черкассы: Вертикаль, 2010. — 278 с.
18. Шарапов В.М., Сотула Ж.В. Пьезокерамические электроакустические преобразователи. — Черкассы, 2012. — 280 с.
19. www.elpapiezo.ru.
20. www.sktbelpa.ru
21. www.akhtuba.vistcom.ru
22. www.mechinindustry.ru
23. www.alttpp.ru
24. www.oceanpribor.ru
25. www.priboy.ru
26. www.morfizpribor.ru
27. www.hydrodevices.kiev.ua

ГЛАВА 15

ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ДЛЯ НЕРАЗРУШАЮЩЕГО КОНТРОЛЯ

Неразрушающий контроль качества материалов и изделий — одно из важнейших направлений науки и техники, призванное повышать надежность и долговечность машин, механизмов, конструкций и сооружений.

15.1. Классификация методов неразрушающего контроля

В основу классификации методов неразрушающего контроля положены физические процессы взаимодействия физического поля или вещества с объектом контроля.

По виду физических явлений, на которых они основаны, выделяют девять групп методов неразрушающего контроля: магнитные, электрические, вихретоковые, радиоволновые, тепловые, оптические, радиационные, акустические и проникающими веществами (рис. 15.1).

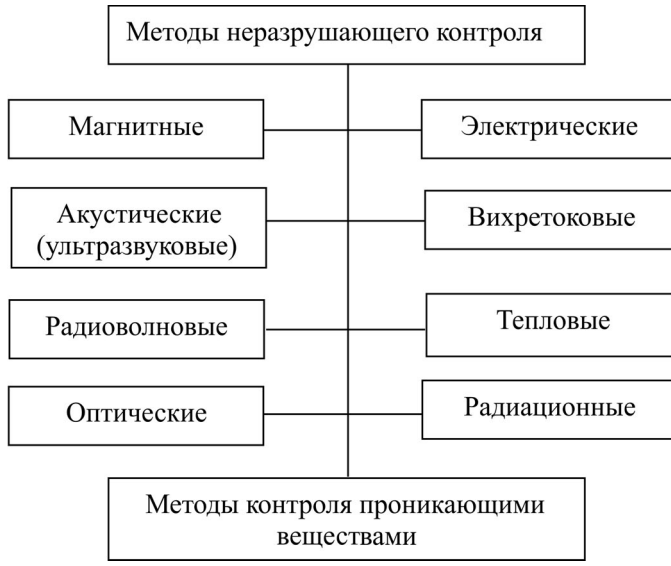


Рис. 15.1. Методы неразрушающего контроля

Каждый из групп методов контроля подразделяют по рассматриваемым признакам [10].

Характер взаимодействия поля или вещества с объектом. Взаимодействие должно быть таким, чтобы контролируемый признак объекта вызывал определенные изменения поля или состояние вещества. Например, наличие несплошности вызывало изменение прошедшего через нее излучения или проникновение в нее пробного вещества. В некоторых случаях используемое для контроля физическое поле возникает под действием других физических эффектов, связанных с контролируемым признаком. Например, электродвижущая сила, возникающая при нагреве разнородных материалов, позволяет контролировать химический состав материалов (термоэлектрический эффект).

Первичный информативный параметр — конкретный параметр поля или вещества (амплитуда поля, время его распространения, количество вещества и т.д.), изменение которого используют для характеристики контролируемого объекта. Например, наличие несплошности увеличивает или уменьшает амплитуду прошедшего через нее излучения.

Способ получения первичной информации — конкретный тип датчика или вещества, которые используют для измерения и фиксации упомянутого информационного параметра.

Подробные сведения о видах контроля можно найти в литературе [2, 5, 10, 11, 16—18, 21, 22 и др.].

15.2. Магнитные методы

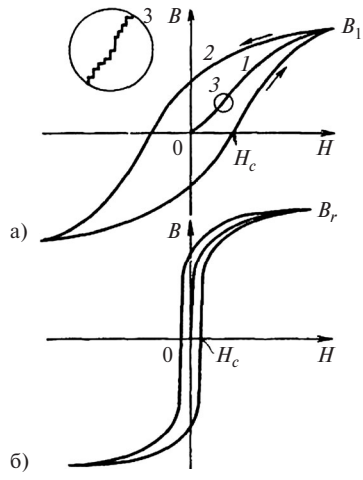


Рис. 15.2. Кривые намагничивания ферромагнитных материалов: а — магнитожесткого; б — магнитомягкого; *1* — основная кривая намагничивания; *2* — петля гистерезиса; *3* — скачкообразный характер намагничивания, наблюдаемый при точных измерениях

Эти методы, основанные на анализе взаимодействия магнитного поля с контролируемым объектом, как правило, применяют для контроля объектов из ферромагнитных материалов. По характеру взаимодействия физического поля с объектом этот вид контроля не дифференцируют: во всех случаях используют намагничивание объекта и измеряют параметры, используемые при контроле магнитными методами.

Как известно, процесс намагничивания и перемагничивания ферромагнитного материала сопровождается гистерезисными явлениями (рис. 15.2). Свойства, которые требуется контролировать (химический состав, структура, наличие несплошностей и др.), обычно связаны с параметрами процесса намагничивания и петлей гистерезиса [10, 21].

Магнитожесткие материалы (например, закаленная сталь) по сравнению с магнитомягкими материалами (незакаленной сталью) имеют большую коэрцитивную силу H_c, меньшую магнитную проницаемость $\mu = dB / dH$ и намагниченность $I = (B / \mu_0) - H$, где μ_0 — магнитная постоянная, равная $4\pi \cdot 10^7$ (В·с)/(А·м). Обычно μ и I для характеристики материала ферромагнетика измеряют при малой напряженности намагничивающего поля H. В некоторых случаях также измеряют остаточную намагниченность B_m. Эти первичные информативные параметры используют для контроля степени закалки, прочностных характеристик и других свойств. Наличие и количество ферритной составляющей в неферромагнитном материале может быть определено по намагниченности насыщения I_∞, т.е. при больших полях намагничивания. Эта величина тем больше, чем больше содержание феррита [10, 21].

Магнитные методы применяют для измерения толщины неферромагнитного покрытия на ферромагнитном основании. В качестве первичного информативного параметра в этом случае используют поток магнитного поля. П-образный магнит помещают на поверхность объекта контроля с покрытием. Чем меньше толщина покрытия, тем больше поток магнитного поля через ферромагнитное основание и меньше рассеянный поток над объектом контроля. Этот поток измеряют по напряженности поля под изделием. Другой способ оценки потоков основан на измерении силы, необходимой для того, чтобы оторвать некоторый пробный магнит от объекта контроля.

Высокоточное измерение кривой намагничивания показывает, что она имеет скачкообразный характер (*3* на рис. 15.2) в области крутого подъема. Это так называемый эффект Баркгаузена. Скачки возникают в результате перемагничивания областей спонтанного намагничивания (доменов), содержащихся в ферромагнитном материале. Параметры скачков кривой намагничивания (их число, величина, длительность, спектральный состав) используют как первичный информативный параметр для контроля таких свойств материала, как химсостав, структура, степень пластической деформации. Скачки сливаются в сплошной шум, если масса намагничиваемого материала велика, поэтому этот способ применяют к тонким проволокам, лентам [10].

При намагничивании объекта контроля, вблизи поверхности которого имеется несплошность (дефект), в области дефекта происходит резкое пространственное изменение напряженности магнитного поля, возникает поле рассеяния (рис. 15.3). Изменение напряженности магнитного поля, точнее, градиента напряженности, используют как первичный информативный параметр для выявления дефектов.

Остаточное намагничивание, коэрцитивную силу и магнитный поток часто оценивают по пондеромоторному взаимодействию (притяжению) пробного магнита и контролируемого объекта. Информацию о магнитной

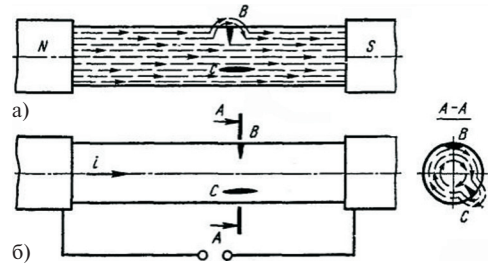


Рис. 15.3. Способы намагничивания при выявлении несплошностей [10]: а — полюсный; б — циркулярный

проницаемости и ее изменении в зависимости от напряженности магнитного поля получают с помощью катушки индуктивности (**индуктивный метод**).

Дифференциацию магнитного вида неразрушающего контроля на различные методы по способу получения первичной информации рассмотрим на примере применения различных типов датчиков и веществ для обнаружения градиента магнитного поля вблизи несплошности. Градиент часто обнаруживают с помощью магнитного порошка или магнитной суспензии. Их частицы располагаются вдоль линий магнитной индукции поля рассеяния. Это **магнитопорошковый метод**, широко применяемый для дефектоскопии поверхностных и подповерхностных слоев ферромагнитных материалов.

Для надежного выявления дефект должен пересекать линии магнитной индукции поля. Исходя из этого, для обнаружения различно ориентированных дефектов применяют разные направления намагничивания. На рис. 15.3, *а* изделие (стержень) помещают между двух полюсов магнита (полюсное намагничивание), что дает возможность выявить поперечные дефекты типа *В*. На рис. 15.3, *б* через изделие пропускают электрический ток. Линии магнитной индукции образуют окружности в плоскости, перпендикулярной направлению тока (циркулярное намагничивание). Это дает возможность выявить продольные дефекты типа *С*.

Помимо магнитного порошка для регистрации рассеянного магнитного поля используют магнитную пленку (**магнитографический метод**). Считывание сигналов о дефектах с пленки выполняют с помощью прибора, **датчиком** которого служит **магнитофонная головка**.

Для индицирования полей рассеивания на дефектах и измерения магнитных характеристик материалов также используют датчики типа феррозондов (**феррозондовый метод**), преобразователей Холла, магниторезисторов (меняющих электросопротивление при внесении в магнитное поле) и др.

Развитие магнитных методов контроля идет по пути изыскания способов отстройки от мешающих факторов, изучения особенностей магнитных полей изделий сложной формы, содержащих дефекты; разработки новых высокочувствительных преобразователей; использования потенциальных возможностей эффекта Баркгаузена, а также других магнитных эффектов, таких как ядерный, электронный, магнитный резонансы, для целей контроля материалов и изделий [10, 21].

Датчики магнитных полей достаточно подробно описаны в гл. 10.

15.3. Электрические методы

Эти методы основаны на регистрации параметров электрического поля, взаимодействующего с контролируемым объектом (собственно **электрический метод**), или поля, возникающего в контролируемом объекте в результате внешнего воздействия (**термоэлектрический и трибоэлектрический** методы). Первичными информативными параметрами являются электрические емкость или потенциал [10].

Емкостной метод применяют для контроля диэлектрических или полупроводниковых материалов. **По изменению диэлектрической проницаемости**, в том

числе ее реактивной части (диэлектрическим потерям), контролируют химический состав пластмасс, полупроводников, наличие в них несплошностей, влажность сыпучих материалов и другие свойства.

Метод электрического потенциала применяют для контроля проводников. Измеряя падение потенциала на некотором участке, контролируют толщину проводящего слоя, наличие несплошностей вблизи поверхности проводника. Электрический ток огибает поверхностный дефект. По увеличению падения потенциала на участке с дефектом определяют глубину несплошности с погрешностью в несколько процентов.

Термоэлектрический метод применяют для контроля химического состава материалов. Например, нагретый до постоянной температуры медный электрод прижимают к поверхности изделия и по возникающей контактной разности потенциалов определяют марку стали, титана, алюминия или другого материала, из которого сделано изделие.

Существует также **ряд других электрических методов**: экзоэлектронной эмиссии (эмиссия ионов с поверхности изделия под влиянием внутренних напряжений), электроискровой (измерения характеристик среды по параметрам электрического пробоя в ней), электростатического порошка (определение дефектов в диэлектриках с использованием в качестве индикатора наэлектризованного порошка). Эти методы пока находят сравнительно узкое практическое применение, но интенсивно изучаются [10].

15.4. Вихретоковые методы

Эти методы неразрушающего контроля [10, 21] основаны на анализе взаимодействия электромагнитного поля вихретокового преобразователя с электромагнитным полем вихревых токов, наводимых в контролируемом объекте. Его применяют только для контроля изделий из электропроводящих материалов. Вихревые токи возбуждают в объекте с помощью преобразователя в виде катушки индуктивности, питаемой переменным или импульсным током. Приемным преобразователем (измерителем) служит та же или другая катушка. Возбуждающую и приемную катушки располагают либо с одной стороны, либо по разные стороны от контролируемого объекта (**метод прохождения**).

Интенсивность и распределение вихревых токов в объекте зависят от его геометрических размеров, электрических и магнитных свойств материала, от наличия в материале нарушений сплошности, взаимного расположения преобразователя и объекта, т.е. от многих параметров. Это определяет большие возможности метода как средства контроля различных свойств объекта, но в то же время затрудняет его применение, так как при контроле одного параметра другие являются мешающими. Для разделения параметров используют раздельное или совместное измерение фазы, частоты и амплитуды сигнала измерительного преобразователя, подмагничивание изделия постоянным магнитным полем, ведут контроль одновременно на нескольких частотах, применяют спектральный анализ. Получаемые таким образом первичные информативные параметры позволяют контролировать геометрические размеры изделий (толщину стенки при одностороннем доступе), определять химический состав и структуру материала

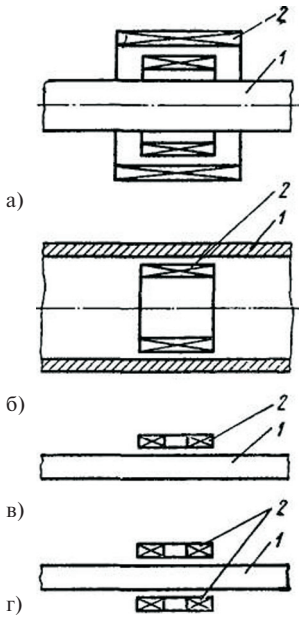


Рис. 15.4. Некоторые типы вихретоковых преобразователей: а, б — проходные наружный и внутренний; в — накладной; г — экранный; *1* — контролируемый объект; *2* — преобразователи

изделия, внутренние напряжения, обнаруживать поверхностные и подповерхностные (на глубине в несколько миллиметров) дефекты [10].

По взаиморасположению преобразователя и объекта различают проходные, погружные, накладные и экранные преобразователи (рис. 15.4). Последние предназначены для работы по методу прохождения.

Контроль вихревыми токами выполняют без непосредственного контакта преобразователей с объектом, что позволяет вести его при взаимном перемещении преобразователя и объекта с большой скоростью, облегчая тем самым автоматизацию контроля.

Развитие вихретокового вида контроля идет в направлениях изыскания путей контроля изделий сложной конфигурации и многослойных объектов, усовершенствования способов отстройки от мешающих параметров, разработки многодатчиковых и многочастотных систем для комплексного контроля свойств объекта.

15.5. Радиоволновые методы

Эти методы основаны на регистрации изменений параметров электромагнитных волн радиодиапазона, взаимодействующих с контролируемым объектом. Обычно применяют волны сверхвысокочастотного (СВЧ) диапазона длиной 1—100 мм и контролируют изделия из материалов, где радиоволны не очень сильно затухают: диэлектрики (пластмассы, керамика, стекловолокно), магнитодиэлектрики (ферриты), полупроводники, тонкостенные металлические объекты. По характеру взаимодействия с объектом контроля различают методы **прошедшего, отраженноого, рассеянного излучения и резонансный.** Первичными информативными параметрами являются амплитуда, фаза, поляризация, частота, геометрия распространения вторичных волн, время их прохождения и др. [10, 21].

Некоторые типы радиоволновых датчиков описаны в гл. 20.

15.6. Тепловые методы

Эти методы основаны на регистрации изменений тепловых или температурных полей контролируемых объектов. Они применимы к объектам из любых материалов.

По характеру взаимодействия поля с контролируемым объектом различают методы: **пассивный** или **собственного** излучения (на объект не воздействуют внешним источником энергии) и **активный** (объект нагревают или охлаждают от внешнего источника). Имеряемым информативным параметром является температура либо тепловой поток [10, 21].

При контроле пассивным методом измеряют тепловые потоки или температурные поля работающих объектов с целью определения неисправностей, проявляющихся в виде мест повышенного нагрева. Таким образом выявляют уменьшение толщины футеровки доменных и мартеновских печей, места утечки теплоты в зданиях, участки электроцепей и радиосхем с повышенным нагревом, находят трещины в двигателях и т.д.

При контроле активным методом объект обычно нагревают контактным либо бесконтактным способом, стационарным либо импульсным источником тепла и измеряют температуру или тепловой поток с той же или с другой стороны объекта. Это позволяет обнаруживать несплошности (трещины, пористость, инородные включения) в объектах, изменения в структуре и физико-химических свойствах материалов по изменению теплопроводности, теплоемкости, коэффициенту теплоотдачи. Таким способом выявляют участки с плохой теплопроводностью в многослойных панелях. Неплотное прилегание слоев и дефекты обнаруживают как участки повышенного или пониженного нагрева поверхности панели.

Измерения температур или тепловых потоков выполняют контактным или бесконтактным способами. В последнем случае передача теплоты происходит в основном за счет радиации, т.е. излучения электромагнитных волн в инфракрасной или видимой части спектра в зависимости от температуры тела. Наиболее эффективным средством бесконтактного наблюдения, регистрации температурных полей и тепловых потоков является сканирующий термовизор.

Некоторые типы датчиков температуры описаны в гл. 11.

15.7. Оптические методы

Эти методы неразрушающего контроля основаны на наблюдении или регистрации параметров оптического излучения, взаимодействующего с контролируемым объектом [10, 21]. **По характеру взаимодействия** различают методы **прошедшего, отраженного, рассеянного** и **индуцированного излучения**. Последним термином определяют оптическое излучение объекта под действием внешнего воздействия, например, люминесценцию. Первичными информативными параметрами являются амплитуда, фаза, степень поляризации, частота или частотный спектр, время прохождения света через объект, геометрия преломления и отражения лучей.

Оптические методы имеют широкое применение благодаря большому разнообразию способов получения первичной информации. Возможность их применения для наружного контроля не зависит от материала объекта. Самым простым методом является органолептический **визуальный контроль**, с помощью которого находят видимые дефекты, отклонения от заданных формы,

цвета и т.д. Применение инструментов (**визуально-оптический контроль**) типа луп, микроскопов, эндоскопов для осмотра внутренних полостей, проекционных устройств для контроля формы изделий, спроектированных в увеличенном виде на экран, значительно расширяет возможности оптического метода. Использование интерференции позволяет с точностью до 0,1 длины волны контролировать сферичность, плоскостность, шероховатость, толщину изделий. Дифракцию применяют для контроля диаметров тонких волокон, толщины лент, форм острых кромок.

Оптические методы широко применяют для контроля прозрачных объектов. В них обнаруживают макро- и микродефекты, структурные неоднородности, внутренние напряжения (по вращению плоскости поляризации). Использование гибких световодов, лазеров оптической голографии, телевизионной техники резко расширило область применения оптических методов, повысило точность измерения.

Некоторые сведения о преобразовании световых потоков и детекторах оптического излучения можно найти в гл. 6, 18.

15.8. Радиационные методы

Эти методы неразрушающего контроля основаны на регистрации и анализе проникающего ионизирующего излучения после взаимодействия его с контролируемым объектом [6, 10, 21-24]. **В зависимости от природы ионизирующего излучения** методы контроля подразделяют на: **рентгеновский, гамма, бета (поток электронов)**, **нейтронный** методы контроля. В последнее время находят применение также потоки позитронов, по степени поглощения которых определяют участки объекта, обедненные или обогащенные электронами [6, 10, 21-24].

Наиболее широко используют для контроля рентгеновское и гамма-излучение. Их можно использовать для контроля изделий из самых различных материалов, подбирая благоприятный частотный диапазон. Напомним, что эти виды излучения являются электромагнитными волнами.

По характеру взаимодействия с контролируемым объектом основным способом радиационного (рентгеновского и гамма) контроля является **метод прохождения**. Он основан на разном поглощении излучения материалом изделия и дефектом. Таким образом, информативным параметром здесь является плотность потока излучения: В местах утончений и дефектов плотность прошедшего потока возрастает. Чем больше толщина изделия, тем более высокочастотное (более жесткое) излучение применяют для контроля: рентгеновское, гамма (от распада ядер атомов), жесткое тормозное (от ускорителя электронов: бетатрона, микротрона, линейного ускорителя). Предельное значение толщины стали, контролируемое с помощью излучения последнего типа, — около 600 мм.

Приемником излучения служит, например, рентгенопленка (**радиографический метод**), сканирующий сцинтилляционный счетчик частиц и протонов (радиометрический метод), флуоресцирующий экран с последующим преобразованием изображения в телевизионное (**радиоскопический метод**) и т.д.

Некоторые типы детекторов радиоактивного излучения описаны в гл. 19.

15.9. Неразрушающий контроль проникающими веществами

Эти методы основаны на проникновении пробных веществ в полость дефектов контролируемого объекта. Их делят на методы **капиллярные** и **течеискания**.

Капиллярные методы основаны на капиллярном проникновении в полость дефекта индикаторной жидкости (керосина, скипидара), хорошо смачивающей материал изделия. Их применяют для обнаружения слабо видимых невооруженным глазом поверхностных дефектов.

Методы течеискания используют для выявления только сквозных дефектов в перегородках. В полость дефекта пробное вещество проникает либо под действием разности давлений, либо под действием капиллярных сил, однако в последнем случае нанесение в индикацию пробных веществ выполняют по разные стороны перегородки [2, 10, 16].

15.10. Акустические методы неразрушающего контроля

Среди многочисленных методов неразрушающего контроля, использующих различные физические поля, взаимодействующие с объектом контроля, широкое распространение получили акустические (ультразвуковые) методы. Это объясняется многими факторами. Например, им не свойственны, как утверждается в [25], такие недостатки магнитных и электромагнитных методов, как неоднозначность показаний приборов и сильная зависимость от ничтожных изменений химического состава материала в пределах даже одной его марки, а при контроле многих неметаллических материалов (керамики, бетона) акустические методы часто просто незаменимы.

В неразрушающем контроле применяют многие типы ультразвуковых волн, не обладающих дисперсией скорости: объемные продольные и поперечные (сдвиговые) волны, поверхностные волны Рэлея, поверхностные (подповерхностные) продольные, или, как их еще называют, головные «чисто» продольные волны [3, 10, 11, 15, 20, 21, 25, 26].

Акустические методы неразрушающего контроля основаны на регистрации параметров упругих волн, возникающих или возбуждаемых в объекте. Чаще всего используют упругие волны ультразвукового диапазона (с частотой колебаний выше 20 кГц), этот метод называют **ультразвуковым**. В отличие от всех ранее рассмотренных методов, здесь применяют и регистрируют не электромагнитные, а упругие волны, параметры которых тесно связаны с такими свойствами материалов, как упругость, плотность, анизотропия (неравномерность свойств по различным направлениям) и др. Акустические свойства твердых материалов и воздуха настолько сильно отличаются, что акустические волны отражаются от тончайших зазоров (трещин, непроваров) шириной 10^{-6}—10^{-4} мм. Этот вид контроля применим ко всем материалам, достаточно хорошо проводящим акустические волны: металлам, пластмассам, керамике, бетону и т.д. [1, 3—5, 7, 9—15, 18—21, 25—28].

По характеру взаимодействия с объектом различают **пассивный** и **активный** методы.

Пассивный акустический метод предусматривает регистрацию упругих волн, возникающих в самом объекте. Шумы работающего механизма позволяют судить о исправности или неисправности механизма и даже о характере неисправности. Этот пассивный метод акустического контроля называют **шумовибрационным**. Многие машины снабжают датчиками, регистрирующими уровень вибрации определенных узлов и прогнозирующими их работоспособность. Это **вибрационный** метод контроля или диагностики [10, 17, 21].

Перестройка структуры материала, вызываемая движением групп дислокаций, возникновением и развитием трещин, аллотропическими превращениями в кристаллической решетке, сопровождается появлением упругих волн ультразвукового (реже звукового) диапазона. На использовании этих волн основан **метод акустической эмиссии**. Используя такие информативные параметры, как количество сигналов в единицу времени, их частота, амплитудное распределение, локация места возникновения упругих волн, судят о состоянии материала, происходящих в нем изменениях, прогнозируют работоспособность конструкции [10, 11, 17, 18, 21].

Активные ультразвуковые методы разнообразнее по схемам применения и получили гораздо более широкое распространение. Для контроля используют стоячие волны (вынужденные или свободные колебания объекта контроля или его части), бегущие волны по схемам прохождения и отражения. Методы колебаний используют для измерения толщин при одностороннем доступе и контроля свойств материалов (модуля упругости, коэффициента затухания). Информативным параметром служат частоты свободных или вынужденных колебаний и их амплитуды. Используют также метод, основанный на измерении режима колебаний преобразователя, соприкасающегося с объектом (**импедансный метод**). По амплитудам и резонансным частотам такого преобразователя (часто имеющего вид стержня) судят о твердости материала изделия, податливости (упругому импедансу) его поверхности. Податливость, в частности, улучшается под влиянием дефектов, близких к поверхности изделия.

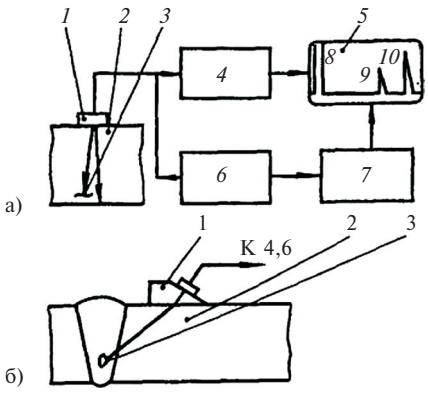


Рис. 15.5. Схема импульсного ультразвукового дефектоскопа: а — контроль поковки прямым преобразователем; б — контроль сварного шва наклонным преобразователем

Наиболее широкое распространение получил метод отражения, или **эхо-метод** (рис. 15.5). Преобразователь *1* возбуждает в объекте контроля *2* ультразвуковой (акустический) импульс. Он отражается от нижней поверхности объекта или дефекта *3* и принимается тем же (или другим) преобразователем. Генераторы электрических импульсов *4* и *6* синхронизированы с генератором развертки 7 электронно-лучевой трубки *5*. Отраженные сигналы усиливаются и вызывают появление на линии развертки пиков. На рис. 15.5, *а* пока-

заны посылаемый в изделие сигнал *8,* эхо-сигнал от дефекта *9* и донный сигнал *10.* Информативными параметрами в этом случае являются амплитуда и время прихода импульсов.

Эхо-метод очень широко применяют для дефектоскопии металлических заготовок и сварных соединений (рис. 15.5, *б*), контроля структуры металлов, измерения толщины труб и сосудов. Значительно реже используют метод прохождения. Им дефектоскопируют изделия простой формы (листы), оценивают прочность бетона, дерева и других материалов, в которых прочность коррелирует со скоростью ультразвука [10, 21, 26].

Средством возбуждения и приема ультразвуковых волн, как правило, являются **пьезопреобразователи**. Учитывая сильнее отражение ультразвука от тончайших воздушных зазоров, для передачи волн от пьезопреобразователя к изделию используют жидкостный контакт. Для возбуждения волн звукового диапазона кроме пьезопреобразователей применяют ударное воздействие, а для приема — микрофоны [10, 21, 26].

Из многочисленных направлений развития акустических методов контроля назовем разработку бесконтактных преобразователей: лазерных возбудителей и приемников, электромагнитно-акустических преобразователей, основанных на возбуждении колебаний поверхности объекта внешним электромагнитным полем.

Ряд работ направлен на отстройку от шумов, главным образом связанных с отражением упругих волн от структурных неоднородностей, например, границ кристаллов в поликристаллическом материале. Осваивается применение специфических типов упругих волн в твердом теле: поверхностных волн, волн в пластинах и стержнях [3]. Разработка средств высокоточного измерения скорости ультразвуковых волн открывает возможности измерения внутренних напряжений в твердых телах по изменению скорости или затухания [9—11, 25].

Некоторые типы пьезоэлектрических преобразователей (датчиков) описаны в гл. 9. Однако применяемые в неразрушающем контроле преобразователи имеют тонкости, описанию которых посвящен следующий раздел.

15.11. Пьезоэлектрические преобразователи для неразрушающего контроля

Разработке пьезоэлектрических преобразователей для неразрушающего контроля посвящены фундаментальные работы Алешина Н.П., Бобренко В.М., Вопилкина А.Х., Выборнова Б.И., Гурвича А.К., Домаркаса В.И., Ермолова И.Н., Карнельсона А.Е., Королева В.В., Клюева В.В., Куценко А.Н., Ланге Ю.В., Полякова В.Е., Потапова А.И., Сборовского А.К., Шкарлет Ю.М. и многих других [1, 4, 5, 7, 9—14, 17, 19—21, 25—27].

В зависимости от вида и назначения ультразвуковых (УЗ) приборов используются различные типы пьезопреобразователей:

— контактные и иммерсионные;
— с УЗ линией задержки (УЛЗ) и без нее;
— прямые и наклонные;

— с возбуждением продольных, сдвиговых, поверхностных, нормальных и головных волн; раздельные, совмещенные и раздельно-совмещенные; низко- и высокочастотные; узко- и широкополосные; фокусирующие и нефокусирующие и т.д. [7-14, 25].

На рис. 15.6 представлены основные типы пьезопреобразователей для УЗ приборов.

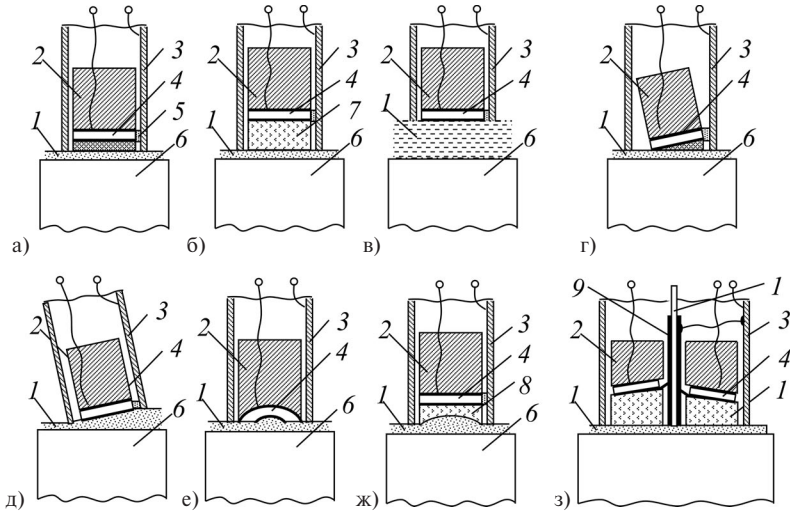


Рис. 15.6. Основные типы пьезопреобразователей неразрушающего контроля: а — контактный нормальный; б — контактный нормальный с твердотельной УЛЗ; в — иммерсионный нормальный; г — контактный наклонный; д — иммерсионный наклонный; е — фокусирующий; ж — фокусирующий с линзой; з — раздельно-совмещенный; *1* — слой контактной смазки или иммерсионная жидкость; *2* — демпфер; *3* — корпус; *4* — пьезоэлемент; *5* — протектор; *6* — исследуемый объект; *7* — твердотельная УЛЗ; *8* — акустическая линза; *9* и *10* — электроакустический экран; *11* — призма

Нормальные пьезопреобразователи (рис. 15.6, *а, б, в*) излучают в исследуемый объект, а затем принимают продольные УЗ волны. Они могут быть выполнены в контактном (рис. 15.6, *а*) или иммерсионном (рис. 15.6, *в*) вариантах, а также с твердотельной УЛЗ (рис. 15.6, *б*). Наклонные преобразователи (рис. 15.6, *г, д*) используются для излучения и приема наклонных продольных волн. Кроме того, на границе раздела сред в результате трансформации получаются сдвиговые, поверхностные, нормальные и головные волны. Фокусирующие пьезопреобразователи осуществляют фокусировку УЗ волн за счет формы самого пьезоэлемента (рис. 15.6, *е*) или благодаря наличию акустической линзы (рис. 15.6, *ж*). На рис. 15.6, *з* показан раздельно-совмещенный преобразователь, обладающий рядом преимуществ перед совмещенными. В частности, он имеет меньшую мертвую зону.

В контактных преобразователях (рис. 15.6, *а, б, г*) толщина слоя контактной смазки много меньше длины волны λ излучаемых УЗ колебаний, а в им-

мерсионных (рис. 15.6, *в, д*) толщина слоя иммерсионной жидкости много больше λ. Часто используются так называемые щелевые преобразователи, у которых толщина слоя жидкости между исследуемым объектом и преобразователем составляет несколько λ.

Контактные преобразователи применяют при исследовании изделий с хорошо обработанной поверхностью, если отсутствуют высокие требования к стабильности акустического контакта. При работе иммерсионный преобразователь и исследуемый объект (обычно небольших размеров) помещают в ванну с жидкостью. При этом значительно повышается стабильность акустического контакта с изделием и появляется возможность автоматизации процесса контроля изделий.

При использовании щелевого преобразователя между ним и изделием образуется зазор, в который непрерывно подается контактная жидкость, что позволяет, например, автоматизировать контроль крупногабаритных изделий, не помещая их в ванну с иммерсионной жидкостью.

Совмещенные преобразователи с твердотельной УЛЗ (рис. 15.6, *б*) применяют для уменьшения мертвой зоны (т.е. неконтролируемой области изделия), возникающей в основном из-за воздействия мощного возбуждающего электрического импульса на вход чувствительного приемного усилителя. Для этой же цели служат и раздельно-совмещенные преобразователи (рис. 15.6, *з*).

Для повышения направленности излучения, увеличения амплитуды принимаемых сигналов и отношения сигнал/помеха используются фокусирующие преобразователи (рис. 15.6, *е, ж*), позволяющие, при прочих равных условиях, повысить фронтальную разрешающую способность аппаратуры.

При исследовании объектов с помощью сдвиговых, головных, поверхностных или нормальных волн применяют наклонные преобразователи (рис. 15.6, *г, д*) с разными углами ввода УЗ колебаний. В зависимости от формы изделия и характера контролируемых параметров предпочтительным или даже необходимым является применение того или иного вида волн, например, при дефектоскопии тонкостенных изделий — нормальных волн, при выявлении подповерхностных дефектов — головных волн и т.д. [25].

В настоящее время в подавляющем большинстве случаев для реализации всех перечисленных конструкций пьезопреобразователей, отличающихся типом излучаемых и принимаемых УЗ волн, степенью и типом фокусировки, способами контакта с изделием и ввода в него акустических колебаний, взаимным расположением излучателя и приемника и другими факторами, используют пьезоэлементы, излучающие и принимающие продольные объемные УЗ волны.

Придавая пьезоэлементу различную форму, по-разному располагая его относительно объекта исследования и наделяя его функциями **излучателя**, **приемника** или **излучателя-приемника**, можно получить различные режимы работы. Поэтому решение проблемы создания базового широкополосного пьезопреобразователя продольных волн открывает возможность разработки и изготовления широкополосных преобразователей различных типов. При этом характеристики преобразователей могут быть определены непосредственно по параметрам пьезоэлемента, генерирующего и принимающего продольные УЗ волны, путем пересчета согласно известным законам акустики. Например, в

наклонных преобразователях амплитуду излученного и принятого УЗ сигналов, а также акустическое поле, создаваемое в изделии, можно определить по параметрам пьезоэлемента методом мнимого излучателя УЗ волн [10, 11, 25].

К параметрам преобразователей для неразрушающего контроля относятся чувствительность, резонансная частота, полоса частот, направленность, мертвая зона, уровень акустических помех, генерируемых самим преобразователем, коэффициент двойного преобразования.

Практически все пьезопреобразователи для приборов неразрушающего контроля работают в импульсном режиме. В связи с этим одной из важнейших характеристик преобразователей является ширина полосы их рабочих частот. Чем шире эта полоса, тем выше разрешающая способность приборов, меньше мертвая зона, ниже погрешность измерения толщины изделия, координат дефектов, скорости ультразвука.

Необходимо отметить, что подобного типа преобразователи используются и в гидроакустике (см. гл. 14), а также в медицине, в приборах для ультразвуковой интроскопии (УЗИ).

Рассмотрим основные характеристики, определяющие свойства пьезопреобразователя продольных УЗ волн [25].

Коэффициенты электромеханического преобразования

Коэффициент прямого преобразования L характеризует эффективность работы пьезопреобразователя в режиме излучения:

$$L = P_{1CP} / U_0, \tag{15.1}$$

где P_{1CP} — среднее значение амплитуды акустического давления излученной волны; U_0 — амплитуда электрического напряжения, возбуждающего преобразователь в режиме излучения.

Коэффициент обратного преобразования M характеризует эффективность работы пьезопреобразователя в режиме приема:

$$M = U / P_{2CP} \tag{15.2}$$

или

$$M = I / P_{2CP}, \tag{15.3}$$

где P_{2CP} — среднее значение амплитуды УЗ волны, приходящей на преобразователь; U и I — соответственно электрические напряжения и ток, возникающие между электродами пьезопреобразователя в режиме приема.

В большинстве случаев для определения M целесообразнее использовать формулу (10.3).

Коэффициент двойного электромеханического преобразования характеризует эффективность работы совмещенного пьезопреобразователя в режиме излучение—прием:

$$D = LM. \tag{15.4}$$

Амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) пьезопреобразователя

Она показывает изменение модуля коэффициента преобразования в зависимости от частоты. На рис. 15.7 представлена типичная АЧХ полуволновой резонансной пьезопластины.

В качестве параметров АЧХ принимают следующие величины [25]: f_0 — частота, соответствующая первому максимуму АЧХ (первая гармоника), f_1 и f_2 — частоты, при которых АЧХ в области первой гармоники ниже максимальной на 6 дБ в режиме двойного преобразования (или на 3 дБ в режиме прямого или обратного преобразования); f_3, f_4 и т.д. — частоты нечетных гармоник; $\Delta f = f_1 - f_2$ — полоса пропускания. Для широкополосных пьезопреобразователей (а именно о них и будет идти речь в дальнейшем) АЧХ имеет вид, изображенный на рис. 15.8. Такую АЧХ можно характеризовать, например, граничными частотами f_1 и f_2 и шириной полосы Δf.

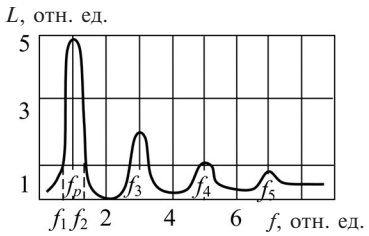


Рис. 15.7. АЧХ полуволнового резонансного пьезоэлемента: L — коэффициент прямого электромеханического преобразования; f — частота

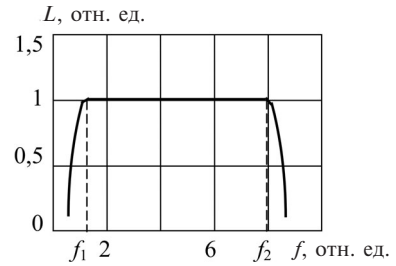


Рис. 15.8. АЧХ широкополосного пьезопреобразователя

Форма создаваемого акустического поля

Это пространственное распределение амплитуды акустического давления P, создаваемого пьезопреобразователем в исследуемом объекте. Поле давления, создаваемого цилиндрическим пьезоэлементом на различных расстояниях z (от излучающей плоскости) и x (от оси симметрии), представлено на рис. 15.9. Для характеристики поля излучения используются понятия ближней и дальней зон, угла расхождения и диаграммы направленности. Распределение давления вдоль оси излучения z (акустической оси) и общая картина поля изображены на рис. 15.10. Из рис. 15.9 и 15.10 видно, что в ближней зоне преобразователя амплитуда акустического давления при изменении расстояния z изменяется немонотонно [25]:

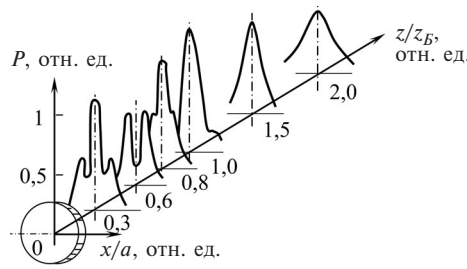


Рис. 15.9. Поле излучения пьезопреобразователя: $z_Б$ — граница ближней зоны; a — радиус пьезоэлемента

$$P(z) = P(0)\left|2\sin\left[\frac{2}{k}(\sqrt{z^2 + a^2} - z)\right]\right|, \qquad (15.5)$$

где a — радиус преобразователя; k — волновое число.

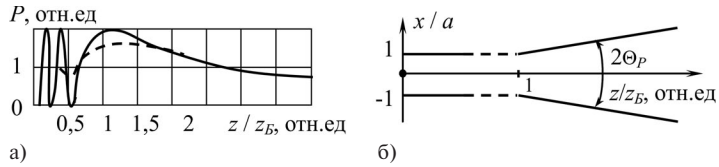


Рис. 15.10. УЗ поле поршневого пьезопреобразователя: а— распределение давления вдоль акустической оси преобразователя; б — общая картина поля; сплошная кривая — непрерывный режим работы излучателя; штриховая — импульсный

Граница ближней зоны определяется выражением

$$z_Б = a^2 / \lambda. \tag{15.6}$$

Угол расхождения (рис. 15.5, б)

$$\Theta_P = \arcsin\,(0{,}61\,\lambda / a). \tag{15.7}$$

В дальней зоне преобразователя амплитуда акустического давления монотонно уменьшается с увеличением z (см. рис. 15.9 и 15.10, *а*).

Распределение поля в дальней зоне характеризуют с помощью понятия диаграммы направленности

$$\Theta_P = \arcsin\,(0{,}61\,\lambda / a) D(\theta) = \left|\frac{P(\theta)}{P(0)}\right| = \left|\frac{2J_1(ak\sin\theta)}{ak\sin\theta}\right|, \tag{15.8}$$

где J_1 — функция Бесселя 1-го порядка.

Пример диаграммы направленности в полярных и декартовых координатах представлен на рис. 15.11 и 15.12.

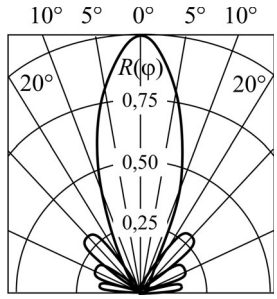


Рис. 15.11. Диаграмма направленности преобразователя в полярных координатах при $2a/\lambda = 5$

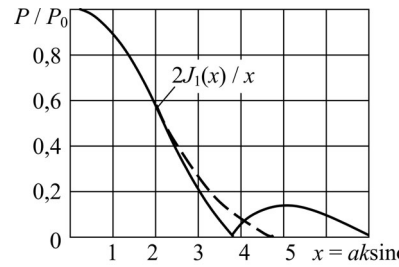


Рис. 15.12. Диаграмма направленности преобразователя в декартовых координатах: сплошная кривая – непрерывный режим работы излучателя; штриховая – импульсный режим

На перечисленные выше основные характеристики пьезопреобразователей оказывают влияние различные факторы. Наибольшее значение среди них имеют параметры пьезоматериала, из которого изготовляется пьезоэлемент. Эти параметры влияют на коэффициент электромеханического преобразования и на АЧХ пьезопреобразователей (см. гл. 9).

Резонансные объемные пьезопреобразователи

До настоящего момента рассматривались пьезопреобразователи, имеющие широкий непрерывный спектр рабочих частот, позволяющие излучать и принимать короткие УЗ импульсы.

В подавляющем большинстве современных УЗ приборов используются резонансные (объемные) пьезопреобразователи (ОП), эффективно работающие лишь на основной собственной частоте. Такие преобразователи имеют большой коэффициент электромеханического преобразования и обеспечивают очень высокое отношение сигнал/помеха (около 100 дБ), в то время как у лучших типов широкополосных преобразователей это отношение не превышает 50 дБ. Часто возникает необходимость в применении ОП на высоких частотах в диапазоне 20—50 МГц. Такие ОП отечественная промышленность серийно не выпускает. В принципе для этой цели можно использовать низкочастотные ОП (на 2—5 МГц) при их работе на высших гармониках, однако такая работа крайне неэффективна: амплитуда сигналов на гармониках по сравнению с амплитудой сигнала на основной собственной частоте убывает примерно обратно пропорционально номеру гармоники и даже быстрее. Поэтому такой режим работы ОП не нашел применения на практике [10—14, 25].

Если при работе ОП в режиме приема УЗ волн в качестве выходного сигнала снимать с преобразователя электрический ток, а не напряжение, как обычно, то амплитуда сигнала на гармониках (без учета частотно зависимого затухания) будет равна амплитуде сигнала на основной собственной частоте. Следовательно, такой способ работы значительно расширяет диапазон и спектр рабочих частот ОП и позволяет решить проблему создания высокочастотных преобразователей без использования очень тонких пьезопластин.

Стремление еще больше расширить диапазон и спектр рабочих частот ОП при одновременном сохранении всех их достоинств привело к созданию поверхностно возбуждаемых объемных пьезопреобразователей (ПВОП). Эти преобразователи могут эффективно работать на основной собственной частоте и на четных и нечетных гармониках, т.е. по сравнению с ОП число их фиксированных рабочих частот расширяется вдвое.

Кроме того, при механическом демпфировании таких преобразователей их АЧХ гораздо более равномерна, чем АЧХ ОП, следовательно, ПВОП являются более широкополосными преобразователями. Наконец, такие преобразователи интересны еще и тем, что они, как и поверхностно возбуждаемые толстые пьезопреобразователи (ПВТП), формируют узкие, слабораскодящиеся УЗ пучки.

ПВОП имеют компланарные электроды, расположенные лишь на одной грани преобразователя (рис. 15.13). ПВОП — резонансные преобразователи, они эффективно излучают и принимают только такие УЗ колебания, у которых на толщине пьезопластины укладывается целое число полуволн. Следовательно, в ПВОП объем пьезоэлемента принимает активное участие в образовании стоячих механических волн и формировании излученных и принятых УЗ радиоимпульсов, так как в процессе излучения или приема деформируется весь объем преобразователя (см. также гл.9).

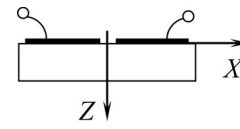


Рис. 15.13. Поверхностно возбуждаемый объемный пьезопреобразователь

Благодаря поверхностному возбуждению и своим резонансным свойствам ПВОП обладает целым рядом интересных особенностей [25].

На рис. 15.14 приведена АЧХ ПВОП, экспериментально снятая в режиме излучения. В качестве излучателя УЗ волн использовался ПВОП толщиной 3 мм и диаметром 30 мм с одним диаметральным щелевым зазором шириной 0,2 мм между электродами. В воде на расстоянии 30 мм от излучателя располагался приемник УЗ волн — ПВТП толщиной 23 мм и диаметром 30 мм с таким же зазором, как и в ПВОП. Преобразователи выставлялись так, чтобы зазоры были параллельны и находились один против другого.

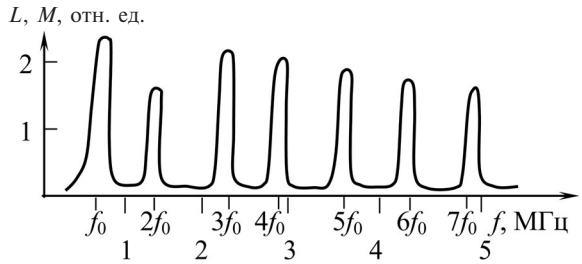


Рис. 15.14. АЧХ ПВОП для режима излучения и для режима приема: L и M — соответственно коэффициент прямого и обратного электромеханического преобразования

ПВОП возбуждался радиоимпульсами с прямоугольной огибающей и различной частотой заполнения. Электрический сигнал с ПВТП снимался в режиме, близком к короткому замыканию пьезоэлемента. Как видно из рис. 15.14, ПВОП излучает УЗ волны на своей основной частоте (в данном случае 0,7 МГц) и на всех четных и нечетных гармониках (1,4; 2,1; 2,8; 3,5 МГц и т.д.).

Полученный результат в режиме приема практически совпал с АЧХ ПВОП в режиме излучения.

На рис. 15.15 показаны конструкции неравномерно поляризованных поверхностно возбуждаемых объемных пьезопреобразователей (НПВОП) двух типов — НПВОП-1 и НПВОП-2. НПВОП-1 поляризован только под одним электродом (рис. 15.15, *а*), а НПВОП-2 поляризован под разными электродами в противоположных направлениях (рис. 15.15, *б*). Изготовить такие пьезопреобразователи проще всего путем склейки однородно поляризованных и распоряризованных пьезоэлементов. При этом влияние слоя клея (эпоксидной смолы) на акустические и электрические поля, возникающие в преобразователях, практически отсутствует. Этот факт был установлен, как и для неравно-



Рис. 15.15. Конструкции преобразователей: а — НПВОП-1; б — НПВОП-2; стрелками показаны направления поляризации, крестом обозначена распоряризованная зона

мерно поляризованных поверхностно возбуждаемых толстых пьезопреобразователей (НПВТП), путем сравнения характеристик ПВОП, склеенного из двух частей, и ПВОП, выполненного на монолитном пьезоэлементе.

Результаты исследований таких преобразователей приведены в [10—14, 25].

Нерезонансное возбуждение пьезоэлементов

В работе [13] сформулированы **два основных условия**, при которых принципиально возможно создание широкополосного апериодического пьезопреобразователя продольных УЗ волн. Во-первых, в объеме пьезоэлемента должно существовать только одно его сечение (оно в частном случае может совпадать и с его поверхностью), в котором претерпевают достаточно резкий скачок или напряженность возбуждающего электрического поля, или уровень пьезоактивности (d_{33}), или и то и другое одновременно. Во-вторых, пьезоэлемент должен иметь такую форму или размеры, при которых в нем будет исключено возникновение стоячих волн, генерируемых в рабочем сечении или на рабочей поверхности.

Эти два принципа обеспечивают широкополосность и апериодичность пьезопреобразователя в режимах излучения и приема. Но кроме них существует **еще один** (третий и последний) **принцип**, который необходимо учитывать в режиме приема. Только импульсы выходного электрического тока (а не напряжения), снимаемого с пьезопреобразователя при его работе в режиме приема, повторяют по форме и длительности импульсы акустического давления, воздействующего на преобразователь. Следовательно, при работе с широкополосным пьезоприемником **необходимо использовать усилитель тока** с малым (порядка единиц Ом) входным сопротивлением. Такой усилитель практически обеспечивает режим короткого замыкания преобразователя при приеме УЗ импульсов, в результате чего с преобразователя снимаются импульсы тока, повторяющие по форме приходящие акустические сигналы, в то время как импульсы электрического напряжения определяются интегралом по времени от импульсов УЗ давления [13].

При работе пьезоэлемента в режимах излучения и приема электромеханическое преобразование происходит в основном в тонком слое пьезовещества. Объем же пьезоэлемента при этом в значительной степени пассивен и является лишь волноводом — средой, в которой распространяются УЗ волны [13].

К первому типу широкополосных апериодических преобразователей УЗ волн относят неравномерно поляризованные толстые пьезопреобразователи (НТП), отличающиеся от обычных толстых пьезопреобразователей (ТП) тем, что степень поляризации плавно убывает в их объеме от максимального значения у передней поверхности (излучающей в полезную акустическую нагрузку) до нуля у противоположной (задней) поверхности.

Электромеханическое преобразование в них происходит в основном на одной поверхности пьезоэлемента.

Неравномерная поляризация в НТП достигается частичной деполяризацией стандартных равномерно поляризованных пьезоэлементов в результате кратковременного нагревания части их объема до температуры, превышающей точку Кюри пьезокерамики (см. авт. св. 381021, СССР).

В практике УЗ контроля представляет интерес НТП с твердотельной УЛЗ (рис. 5.16, *а*) между передней поверхностью пьезоэлемента и внешней средой (контролируемым изделием), в которую он излучает УЗ волны.

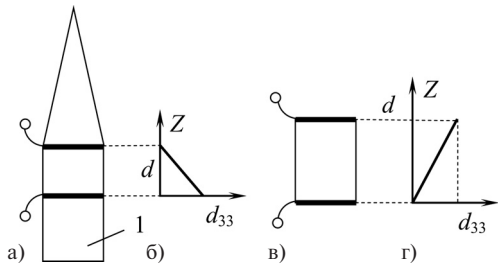


Рис. 15.16. Различные типы НТП: а — с УЛЗ; б — график изменения в нем степени поляризации; в — НТП, в котором УЛЗ служит тело пьезоэлемента; г — график изменения в нем степени поляризации

Конструкция НТП, показанная на рис. 5.16, *а*, значительно сложнее показанной на рис. 5.16, *в*. Однако вторая конструкция, где роль УЛЗ играет само тело пьезоэлемента, поляризованного так, как показано на рис. 5.16, *г*, практически пригодна лишь в тех случаях, когда требуется небольшое (1—2 мкс) время задержки.

Ко второму типу широкополосных апериодических УЗ преобразователей относят пьезоэлектрические преобразователи, в которых пьезоэлемент возбуждается неоднородным электрическим полем (Авт. св. №№ 539265, 590662, 595880, 658408, 658469, СССР), создаваемым, например, планарными электродами, расположенными на одной из его поверхностей, у которой пьезоэлектрические свойства претерпевают разрыв.

Впервые подобный метод возбуждения УЗ волн, предложенный еще в 1948 г. С.Я. Соколовым и Г.Е. Грачевым, был использован для генерирования гиперзвука в образцах пьезоэлектрического кварца и для создания монолитной твердотельной УЛЗ. В описываемой разновидности толстых пьезопреобразователей УЗ волны в режиме излучения возбуждаются в основном только у одной поверхности. С этой же поверхности с помощью расположенных на ней электродов снимаются электрические заряды максимальной величины, генерируемые на ней в режиме приема УЗ волн. Этот тип преобразователей назван [13] поверхностно возбуждаемыми толстыми пьезопреобразователями (ПВТП).

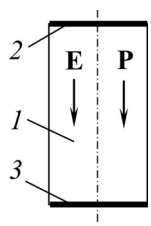


Рис. 15.17. Толстый пьезопреобразователь

Рассмотрим подробнее работу ПВТП в сравнении с обычным ТП тех же размеров. Если ТП (рис. 15.17) возбудить по электродам *2*, *3* коротким электрическим импульсом, то у каждой из его поверхностей возникнут короткие УЗ импульсы. Они будут распространяться в объеме между основаниями ТП, попеременно отражаясь от них и постепенно затухая по амплитуде.

Если удалить с преобразователя, например, нижний электрод, а верхний небольшим промежут-

ком разделить на две половины так, как показано на рис. 15.18, и подать такой же короткий электрический импульс на новую пару электродов, расположенную на одной поверхности пьезоэлемента, то, как и следовало ожидать, исчезнут нечетные импульсы и останутся только четные, т.е. только те, которые возникли на верхнем основании пьезопреобразователя, представляющего собой простейший вариант ПВТП.

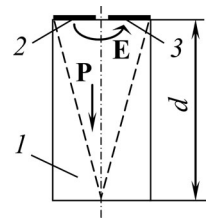


Рис. 15.18. Поверхностно возбуждаемый пьезопреобразователь

Когда верхнее (рис. 15.18) основание ПВТП граничит с воздухом, а нижнее — с контролируемым изделием, тело пьезоэлемента 1 представляет собой не что иное, как УЛЗ между «бесконечно тонким» пьезопреобразователем и изделием.

На рис. 15.19 дано схематическое изображение такого варианта НТП, поясняющее принцип его работы. НТП представляет собой монолитный блок из пьезокерамики в виде конуса *1*. На его излучающей поверхности расположен нижний круглый электрод *3*, на боковой поверхности — кольцевой электрод *2*. Поляризуется пьезоэлемент обычным способом — приложением постоянного электрического напряжения к электродам *2, 3*. Затем часть объема пьезоэлемента, непосредственно прилегающая к электроду *2*, деполяризуется для того, чтобы степень поляризации плавно убывала от максимума у электрода *3* до нуля у электрода *2*.

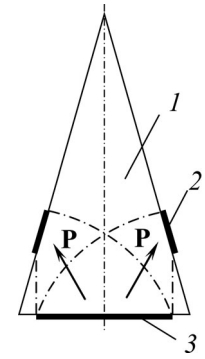


Рис. 15.19. Конструкция монолитного НТП

В момент подачи на электроды импульса электрического напряжения УЗ волны возникают только у электрода *3*, так как области пьезоэлемента, прилегающие к электроду *2*, деполяризованы. В результате на воздействие каждого возбуждающего электрического импульса пьезопреобразователь отвечает только одним акустическим импульсом. Некоторые разновидности подобных преобразователей описаны в авт. св. № № 539265, 590662, 595880, СССР [13].

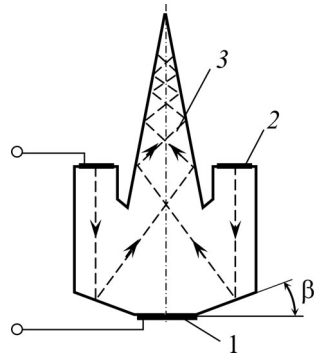


Рис. 15.20. Монолитный широкополосный пьезопреобразователь без деполяризации

Еще один вариант монолитного пьезопреобразователя, отличающегося от предыдущих отсутствием деполяризованных участков, показан на рис. 15.20 [13]. Конструкция этого преобразователя представляет собой монолитный блок из пьезокерамики. Форма его такова, что напротив возжженного серебряного электрода *1*, расположенного на его передней (излучающей в полезную нагрузку) поверхности, имеется акустическая ловушка *3* в виде ко-

нуса. Второй электрод *2* расположен на задней (не излучающей в полезную нагрузку) поверхности.

При возбуждении преобразователя по электродам *1* и *2* около них возникают продольные УЗ волны. Часть энергии УЗ волн, возникших у электрода *1*, уходит в полезную акустическую нагрузку преобразователя (вниз на рис. 15.20), другая часть, распространяясь внутрь пьезоэлемента, попадает в акустическую ловушку *3* и затухает в ней. УЗ волны, возникшие у электрода *2*, распространяются внутрь преобразователя и, отразившись от наклонной кромки вокруг электрода *1*, также уходят в акустическую ловушку, не попадая на переднюю поверхность пьезоэлемента.

Информацию о серийно выпускаемых дефектоскопах можно найти, например, в [29—34].

Литература

1. Бобренко В.М., Куценко А.Н., Малахов В.П. Акустический контроль механических напряжений. — Одесса: Астропринт, 1997. — 272 с.
2. Боровиков А.С., Прохоренко А.П., Дежкунов Н.В. Физические основы и средства капиллярной дефектоскопии. — Минск: Наука и техника, 1983. — 256 с.
3. Викторов И.А. Ультразвуковые поверхностные волны в твердых телах. — М.: Наука, 1981. — 288 с.
4. Вопилкин А.Х., Ермолов И.Н., Стасеев В.Г. Спектральный ультразвуковой метод определения характера дефектов. — М.: Машиностроение, 1979. — 60 с.
5. Выборнов Б.И. Ультразвуковая дефектоскопия. — М.: Металлургия, 1974. — 240 с.
6. Голубев Б.П. Дозиметрия и защита от ионизирующих излучений. — М.: Атомиздат, 19776. — 504 с.
7. Гурвич А.К., Ермолов И.Н. Ультразвуковой контроль сварных швов. — Киев: Техника, 1972. — 460 с.
8. Дефектоскопия деталей при эксплуатации авиационной техники / Под ред. П.И. Беды. — М.: Воениздат, 1978. — 231 с.
9. Домаркас В.И., Кажис Р.-Й.Ю. Контрольно-измерительные пьезоэлектрические преобразователи. — Вильнюс: Минтис, 1975. — 258 с.
10. Ермолов И.Н., Останин Ю.Я. Методы и средства неразрушающего контроля качества. — М.: Высшая школа, 1988. — 368 с.
11. Ермолов И.Н. Теория и практика ультразвукового контроля. — М.: Машиностроение, 1981. — 240 с.
12. Королев М.В. и др. Ультразвуковые импульсные приборы контроля прочности материалов. — М.: Машиностроение, 1987. — 112 с.
13. Королев М.В., Карпельсон А.Е. Широкополосные ультразвуковые пьезопреобразователи. — М.: Машиностроение, 1982. — 160 с.
14. Королев М.В. Эхо-импульсные ультразвуковые толщиномеры. — М.: Машиностроение, 1980. — 112 с.
15. Ланге Ю.В. Акустические низкочастотные методы неразрушающего контроля многослойных конструкций. — М.: Машиностроение, 1991.
16. Ланис В.А., Левина Л.Е. Техника вакуумных испытаний. — Л.: Госэнергоиздат, 1963. — 311 с.
17. Методы акустического контроля металлов / Под ред. Н.П. Алешина. — М.: Машиностроение, 1989. — 456 с.

18. Методы дефектоскопи и сварных соединений/ Под ред. В.Г. Щербинского. — М.: Машиностроение, 1987. — 360 с.
19. Неразрушающий контроль металлов и изделий: Справочник / Под ред. Г.С. Самойловича.— М.: Машиностроение, 1976. — 512 с.
20. Поляков В.Е., Потапов А.И., Сборовский А.К. Ультразвуковой контроль качества конструкций. — Л.: Судостроение, 1978. — 238 с.
21. Приборы для неразрушающего контроля материалов и изделий. Справочник. В 2 кн. / Под ред. В.В. Клюева. — М.: Машиностроение, 1986. — Кн. 2. — 352 с.
22. А.Н. Майоров, С.В. Миликянц, Л.И. Косарев и др. Радиоизотопная дефектоскопия (методы и аппаратура). — М.: Атомиздат, 1976. — 208 с.
23. Рентгенотехника: Справочник. В 2-х кн. / Под ред. В.В. Клюева. — М.: Машиностроение, 1980.
24. Румянцев С.В., Добромыслов В.А., Борисов О.И. Типовые методики радиационной дефектоскопии и защиты. — М.: Атомиздат, 1979. — 200 с.
25. Ультразвуковые пьезопреобразователи для неразрушающего контроля / Под ред. И.Н. Ермолова. — М., Машиностроение, 1986, 280 с.
26. Шарапов В.М., Мусиенко М.П., Шарапова Е.В. Пьезоэлектрические датчики / Под ред. В.М. Шарапова. — Москва: Техносфера, 2006. — 632 с.
27. Шкарлет Ю.М. Бесконтактные методы ультразвукового контроля. — М.: Машиностроение, 1974. — 56 с.
28. Шрайбер Д.С. Ультразвуковая дефектоскопия. — М.: Металлургия, 1965. — 392 с.
29. www.kropus.ru
30. www.encotes.ru
31. www.psb-gals.ru
32. www.pgpribor.ru
33. www.altek.info
34. www.diagnost.ru

ГЛАВА 16

ДАТЧИКИ ГАЗОАНАЛИЗАТОРОВ

Газоанализаторы — приборы для определения (измерения) качественного и количественного состава газовой смеси, в частности, воздуха [1, 3, 4, 7, 9, 15, 17, 18].

Для построения газоанализаторов используются различные физические и физико-химические эффекты, что отражается на их классификации (рис. 16.1).

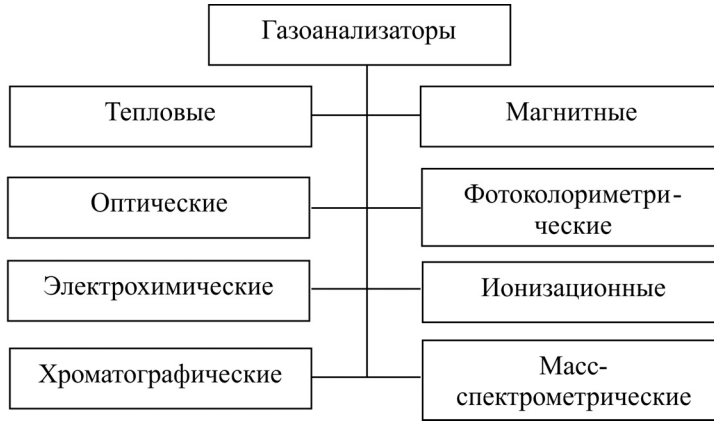


Рис. 16.1. Классификация газоанализаторов

Широкий спектр физических явлений, используемых при создании газоаналитических приборов, обуславливает большое разнообразие принципов действия и конструкций газоанализаторов.

Выбор физической величины или явления очень важен для повышения избирательности метода и исключения влияния неизмеряемых компонентов. Неспецифические физические свойства (вязкость, показатель преломления, диффузия и др.) можно использовать, строго говоря, для анализа лишь бинарных газовых смесей, что редко встречается в промышленных технологиях.

Не всегда удается решить вопросы, связанные с созданием и хранением образцовых эталонов, поверкой и градуировкой газоанализаторов, отбором и подготовкой к анализу представительной пробы.

Значителен и диапазон измерения доли анализируемого компонента — от микроконцентраций до 100%. При этом исследуемая газовая смесь в зависимости от специфики технологического процесса может находиться в условиях значительного разряжения или, наоборот высокого избыточного давления, при низких или очень высоких температурах.

Следует отметить, что в газовом анализе преобразователи информации о концентрации компонентов газовой смеси называют обычно «газоанализаторами», реже — детекторами или датчиками.

16.1. Тепловые газоанализаторы

Различия в тепловых свойствах газов используются при создании газоанализаторов. Эти различия проявляются через изменение теплопроводности газовой смеси (термокондуктометрические газоанализаторы) и через полезный тепловой эффект химической реакции анализируемого компонента (термохимические газоанализаторы) [4, 7, 9, 15].

Термокондуктометрические газоанализаторы, основанные на измерении теплопроводности газовой смеси

Известно, что количество тепла Q, проходящее по оси l за единицу времени через площадь S, под действием градиента температуры $\frac{\partial\Theta}{\partial l}$ в стационарном режиме определяется выражением:

$$Q = -\lambda S \frac{\partial\Theta}{\partial l}, \tag{16.1}$$

где λ — коэффициент теплопроводности газа.

Теплопроводность пропорциональна произведению длины свободного пробега молекул (от соударения до соударения) на их число в единице объема. Поэтому λ практически не зависит от изменения давления до тех пор, пока длина свободного пробега не становится соизмеримой с размерами сосуда, в котором находится газ.

Однако теплопроводность зависит от температуры, т.е. кинетической энергии молекул газа. Эта зависимость с достаточной для практических целей точностью определяется формулой:

$$\lambda_\Theta = \lambda_0(1 + \beta\Delta\Theta), \tag{16.2}$$

где λ_Θ и λ_0 — теплопроводности газов при температуре Θ и Θ_0, соответственно; β — температурный коэффициент теплопроводности; $\Delta\Theta = \Theta - \Theta_0$.

Это явление, как будет показано ниже, также используется для построения термокондуктометрических газоанализаторов.

В табл. 16.1 приведены значения λ и β (в пределах изменения Θ от 0 до 100 °С), а также отношения γ теплопроводностей указанных газов к λ воздуха при 0 и 100 °С

Для перевода λ в СИ достаточно умножить приведенные в табл. 16.1 значения теплопроводностей на 419 и получить коэффициенты в единицах $\frac{\text{Вт}}{\text{м} \times \text{К}}$.

Из таблицы следует, что для бинарных газовых смесей измерение их состава с использованием метода теплопроводности, называемого также катарометрическим методом, весьма перспективно. Это относится и к псевдобинарным смесям, в которых анализируемый компонент значительно отличается по теп-

Таблица 16.1. Коэффициенты теплопроводности λ, температурные коэффициенты теплопроводности β и относительные теплопроводности γ при 0 и 100 °С

Газ	$\lambda \times 10^7$ кал/см · с · град	γ при 0 °С	γ при 100 °С	$\beta \times 10^4$ 1/К
Воздух	583	1,0	1,0	28
Водород H_2	4160	7,15	7,1	27
Гелий He	3480	5,97	5,53	18
Азот N_2	581	0,996	0,996	28
Кислород O_2	589	1,013	1,014	28
Аргон A_2	398	0,684	0,696	30
Хлор Cl_2	188	0,323	-	-
Аммиак NH_3	520	0,89	-	48
Окись углерода CO	563	0,96	0,962	28
Двуокись углерода CO_2	350	0,605	0,7	48
Двуокись серы SO_2	204	0,35	-	-
Сероводород H_2S	314	0,538	-	-
Метан CH_4	721	1,25	1,45	48
Этан C_2H_6	436	0,75	0,97	65
Пропан C_3H_8	358	0,615	0,832	73

ловым свойствам от других составляющих фона, имеющих почти одинаковые значения λ (например, азот, кислород, окись углерода).

В таких случаях с учетом принципа аддитивности можно считать, что коэффициент теплопроводность смеси $\lambda_{см}$ зависит от измеряемой концентрации C_1:

$$\lambda_{см} = \lambda_1 C_1 + \lambda_ф C_ф, \qquad (16.3)$$

где λ_1, — коэффициент теплопроводности измеряемого компонента; $\lambda_ф$ — усредненный коэффициент теплопроводности фона с концентрацией $C_ф$.

Очевидно, $C_ф = 1 - C_1$. Такая смесь может рассматриваться с позиций данного метода как псевдобинарная, и ее коэффициент теплопроводности зависит от измеряемой концентрации C_1:

$$\lambda_{см} = \lambda_1 C_1 + \lambda_ф (1 - C_1). \qquad (16.4)$$

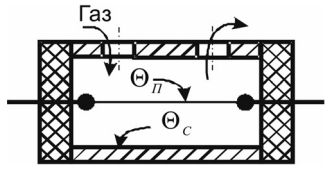


Рис. 16.2. Датчик термокондуктометрического газоанализатора

Для преобразования измеряемой неэлектрической величины— концентрации в электрический сигнал применяется **датчик**, выполненный в виде платиновой проволоки (диаметр 0,02—0,05 мм, длина около 200 мм), помещенной в измерительную камеру с исследуемым газом (рис. 16.2). Платиновая нить является одновременно нагревательным элементом, создающим тепловой по-

ток, пропорциональный при прочих равных условиях $\lambda_{см}$, и терморезистором, по изменению сопротивления которого судят о величине отдаваемого им тепла, т.е. определяют $\lambda_{см}$ и в конечном действии — концентрацию C_1 анализируемого компонента.

Под действием тока I в проводнике с сопротивлением R в единицу времени выделяется количество тепла: $Q = I^2R$.

Так как температура Θ_C стенок цилиндрической камеры (внутренний диаметр D) меньше температуры $\Theta_П$ нагреваемой проволоки, расположенной по оси камеры, в газе в радиальном направлении возникает температурный градиент $2(\Theta_П - \Theta_C) / D$, обуславливающий отвод тепла.

Чем больше будет теплопроводность газовой смеси, тем сильнее будет идти процесс теплоотвода и охлаждения проволоки и, соответственно, изменения ее сопротивления.

Помимо этого процесса имеют место и другие явления, вызывающие охлаждение проволоки: радиационное излучение, свободная и принудительная конвекция, а также теплоотдача через токоподводящие элементы, соединенные с концами тепловыделяющего проводника. Для повышения чувствительности метода необходимо предельно уменьшить влияние указанных явлений.

Температура платиновой проволоки обычно не превышает 120 °С, и, как показывают расчеты, потери на излучение составляют не более 1% от общего количества тепла [9].

Отвод тепла через токоподводящие элементы также незначителен, так как длина проволоки во много раз превышает ее диаметр.

Влияние свободной конвекции может быть значительно снижено путем уменьшения диаметра канала камеры, в котором помещен проводник, и вертикальным его расположением, а уменьшение действия принудительной конвекции достигается устранением непосредственного обдува проводника газовой смесью.

С учетом принятых допущений уравнение теплового баланса можно записать в виде [17]

$$I^2 R = \lambda \frac{2\pi l}{\ln \frac{D}{d}} (\Theta_П - \Theta_C), \qquad (16.5)$$

где d и l — диаметр и длина проволоки.

Измерение сопротивления R проволочного терморезистора производится известными методами с использованием мостовых измерительных схем постоянного и переменного тока (см. гл. 4).

Измерительная схема термокондуктометрического газоанализатора показана на рис. 16.3.

Для повышения чувствительности и точности измерительный мост содержит две пары проволочных

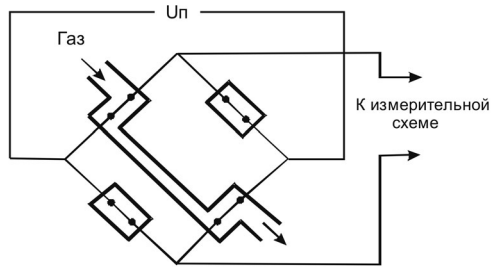


Рис. 16.3. Измерительная схема термокондуктометрического газоанализатора

элементов. Каждый элемент установлен в отдельной ячейке общего, обычно термостатированного блока. Одна пара проволок — рабочая, т.е. обдувается анализируемой смесью, другая сравнительная, находящаяся в среде эталонного газа с минимальным или максимальным содержанием измеряемого компонента. В качестве эталонного газа иногда используют воздух.

Для исключения дополнительных погрешностей необходимо выявить и контролировать изменения влияющих величин и, зная функции их влияния, по соответствующим алгоритмам вносить коррекцию в показания

Применение микропроцессорных измерительных схем в аналитическом приборостроении дает неограниченные возможности в плане обработки и хранения измерительной информации, устранения действия влияющих физических величин, осуществления автоконтроля, диагностики и др.

В любом случае, независимо от способа представления информации (аналоговой или цифровой), успешность решения задачи зависит от возможности выявления и измерения влияющих величин и определения функций их влияния.

Некоторые схемы уменьшения погрешностей от влияющих факторов описаны, например, в [4, 7, 9, 15].

Термохимические газоанализаторы

Термохимические газоанализаторы основаны на измерении полезного теплового эффекта химической реакции измеряемого компонента, в частности, реакции каталитического окисления (горения) с выделением тепловой энергии. При этом различают два способа осуществления этого процесса [9].

Первый способ реализуется в приборах, в которых каталитическое окисление происходит **на твердом катализаторе** (гранулированный порошок, пленочное покрытие, пористая структура) при прохождении через него анализируемой смеси. Полезный тепловой эффект измеряется с помощью термометра сопротивления или термопары.

Другой способ осуществляется с помощью нагретой **каталитически активной проволоки**, на поверхности которой происходит реакция. В этом случае проволока служит одновременно и чувствительным элементом — терморезистором, включенным (как и в термокондуктометрических газоанализаторах) в схему измерительного моста.

Газоанализаторы первого типа более чувствительны и применяются для измерения малых концентраций — порядка 0,01—0,1 г/м^3.

Приборы, реализующие второй способ, менее чувствительны и предназначены для определения сравнительно больших концентраций.

Состав катализаторов обычно относится к ноу-хау фирм-производителей аналитических приборов [9].

В качестве гранулированного катализатора часто применяют гопкалит — смесь активной двуокиси марганца MnO_2 (60%) и окиси меди CuO(40%).

Каталитическая активность гопкалита зависит от температуры, при которой происходит реакция, и достигает наибольшего значения при 100 °С.

На рис. 16.4 изображена схема датчика термохимического газоанализатора для измерения малых концентраций CO.

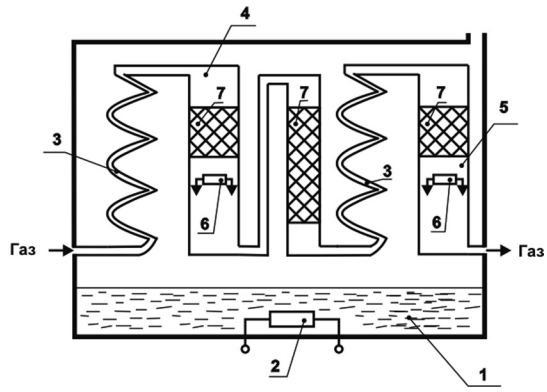


Рис. 16.4. Схема датчика термохимического газоанализатора для измерения концентрации окиси углерода *1* — термостат, *2* — нагревательный элемент, *3* — змеевик, *4* — рабочая камера, *5* — сравнительная камера, *6* — чувствительные элементы, *7* — катализатор

Реакция горения окиси углерода на поверхности катализатора (в расчете на 1 моль):

$$2CO_2 + O_2 = 2CO_2 + 570 \text{ Дж}.$$

Такое количество тепловой энергии достаточно для повышения температуры газовой смеси, содержащей всего 1% CO, более чем на 100 °C.

Этим объясняется высокая чувствительность метода.

Компактную конструкцию датчика обеспечивает толстопленочная технология компании Servomex (Великобритания) для определения суммы таких газов, как CO, *NO*, *SO* и других недогоревших углеводородов — так называемого CO-эквивалента, свидетельствующего об эффективности процессов горения в печах.

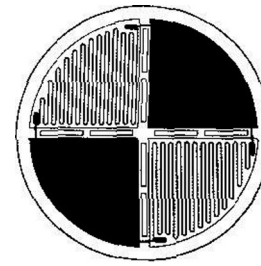


Рис. 16.5. Термохимический газоанализатор для измерения концентрации — CO-эквивалента

В измерительной ячейке расположен диск из керамики, разделенный на четыре равных сектора (рис. 16.5)

В каждом секторе напылены токоведущие дорожки, являющиеся плечами измерительного моста. Поверх дорожек в двух диаметрально противоположных секторах нанесен слой катализатора. Керамический диск равномерно разогревается нагревательным элементом, расположенным под ним (см. также гл. 21, 22).

Газовая смесь соприкасается с разогретой поверхностью диска, и в секторах, покрытых катализатором, происходит реакция окисления недогоревших в печи компонентов с выделением тепла, увеличением температуры и сопротивления токоведущих дорожек и, соответственно, напряжения разбаланса измерительного моста. Температура нагрева проволочных элементов в термохимических приборах значительно выше и составляет сотни градусов.

При эксплуатации термохимических газоанализаторов необходимо принимать меры по удалению компонентов газовой смеси, вызывающих отравление катализатора. Эта реакция обычно является необратимой, т.е. регенерация катализатора невозможна.

Перечень «ядов» зависит от вида катализатора. Обычно наиболее вредными считаются химические соединения хлора, серы и мышьяка.

16.2. Магнитные газоанализаторы

Магнитные газоанализаторы основаны на физических явлениях, сопутствующих воздействию магнитного поля на газы [4,7,15]. Под действием магнитного поля напряженностью H в объеме газа возникает намагниченность J, пропорциональная полю H и вызванная ориентацией индуцированных магнитных моментов атомов и молекул:

$$J = \kappa H,$$

где κ — объемная магнитная восприимчивость (безразмерная величина).

Векторная сумма полей и определяет величину индукции B в этом объеме, а именно (в системе СИ)

$$B = \mu_0(H + J) = \mu_0(1 + \kappa)H = \mu_0\mu H,$$

где μ_0 — магнитная постоянная ($\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ Гн/м); μ — относительная магнитная проницаемость газа.

В вакууме $\mu = 1$. Все известные газы, как слабомагнитные вещества, характеризуются значением относительной магнитной проницаемости, незначительно отличающейся от единицы.

Газы в зависимости от способа ориентации векторов J и H относятся либо к парамагнетикам ($\kappa > 0$, направления J и H совпадают), либо к диамагнетикам ($\kappa < 0$, J и H направлены противоположно).

В неоднородном магнитном поле с градиентом $\frac{\partial H}{\partial x}$ (по оси x) на объем газа dV действует сила, равная:

$$dF = \kappa H \frac{\partial H}{\partial x} dV. \qquad (16.6)$$

Под действием этой силы объем парамагнитного газа втягивается в область с большей напряженностью H, а порция диамагнитного газа наоборот — выталкивается из этой зоны.

Подавляющее большинство газов обладают диамагнитными свойствами. Лишь кислород и некоторые редко встречающиеся его газообразные соединения (NO, NO_2) являются парамагнетиками. При этом у кислорода магнитная восприимчивость аномально высокая.

В табл. 16.2 приведены значения удельной магнитной восприимчивости κ_y (отнесенной к 1 г) для различных газов [9].

Очевидно, что

$$\kappa_y = \frac{\kappa}{\rho}. \qquad (16.7)$$

В литературе [4, 7, 9, 15] обычно указывают κ_y, так как она, в отличие от объемной магнитной восприимчивости, не зависит от давления.

С учетом уравнения Менделеева—Клайперона ($pV = RT$) и выражения (16.7) объемную магнитную восприимчивость можно записать в виде:

$$\kappa = \kappa_y \rho = \kappa_y \frac{PM}{RT}, \qquad (16.8)$$

где P — давление, R — газовая постоянная, M — молекулярный вес газа, T — абсолютная температура.

Таблица 16.2. Удельная магнитная восприимчивость газов при 20 °С

Газ	Температура °С	Удельная магнитная восприимчивость $\kappa_y \times 10^6$ [СИ]	Относительная магнитная восприимчивость
Азот N_2	20	-0,342	0,004
Аргон A_2	20	-0,45	0,0059,
Гелий He	20	-0,47	0,00057
Неон *Ne*	20	-0,33	0,0022
Водород H_2	20	-1,97	0,0011
Кислород O_2	20	+106,2	1
Двуокись углерода CO_2	20	-0,423	0,0057
Двуокись азота NO_2	135	+3,66	0,0616
Окись азота *NO*	22	+48,66	0,362
Метан CH_4	20	-2,50	0,0068
Аммиак NH_3	16	-1,10	0,0057
Ацетилен C_2H_2	-	-	0,0068
Воздух	-	-	0,21
Водные пары H_2O	-	-	0,004

Для парамагнитных газов действует закон Кюри (за исключением случаев сверхвысоких напряженностей магнитного поля или сверхнизких температур):

$$\kappa_y = \frac{Z}{T}, \tag{16.9}$$

где Z — постоянная Кюри.

Для диамагнитных газов с учетом малости абсолютных значений κ_y можно пренебречь влиянием температуры.

Исходя из этого, объемную магнитную восприимчивость для парамагнитных $\kappa_П$ и диамагнитных $\kappa_Д$ газов можно представить следующим образом [9]:

$$\kappa_П = \frac{ZP}{RT^2}, \ \kappa_Д = \frac{\kappa_y P}{RT}. \tag{16.10}$$

Все магнитные газоанализаторы кислорода, имеющие практическое применение, можно разделить на **три группы**:

— магнитомеханические роторные;
— магнитоэффузионные;
— термомагнитные.

Магнитомеханические роторные газоанализаторы

Магнитомеханические газоанализаторы основаны на измерении сил, действующих на диамагнитное тело, помещенное в неоднородное магнитное поле и окруженное газовой смесью, содержащей кислород.

Этот принцип реализуется с помощью ротора в виде «гантели», состоящей из двух обычно стеклянных тонкостенных шариков, жестко связанных между

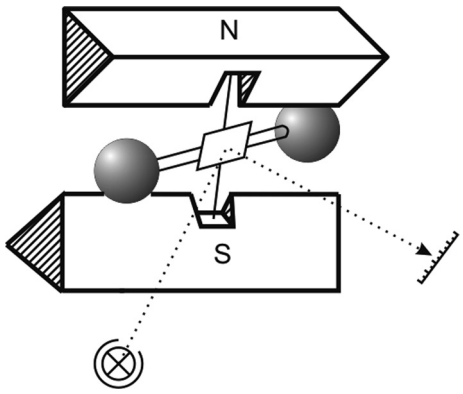


Рис. 16.6. Схема магнитомеханического газоанализатора с поворотным ротором

собой и подвешенных на оси в неоднородном магнитном поле. Шарики внутри полые (вакуум) или наполнены диамагнитным газом (обычно азотом). Магнитное поле создается одним или двумя постоянными магнитами. Специальная конфигурация полюсных наконечников обеспечивает неоднородность магнитного поля. При поступлении в измерительную камеру, в которой установлен ротор и полюсные наконечники кислорода, происходит выталкивание диамагнитных тел — шариков парамагнитным газом, втягиваемым в область с большей напряженностью магнитного поля.

На каждый шарик действует согласно (16.6) сила:

$$F = (\kappa_{см} - \kappa_P) \int_0^{V_P} H \frac{\partial H}{\partial x} dV,$$

где κ_P — магнитная восприимчивость материала шарика ротора, V_P — объем каждого шарика.

Под действием пары этих сил вращающий момент поворачивает ротор, закручивая торсионную растяжку до тех пор, пока противодействующий момент упругой растяжки не уравновесит момент вращения. В этом случае измеряемой величиной служит угол поворота ротора. Следует иметь в виду, что вращающий момент чрезвычайно мал (порядка 10^{-10} Нм). Поэтому угол поворота обычно регистрируется оптическим индикатором или иными бесконтактными датчиками угловых перемещений.

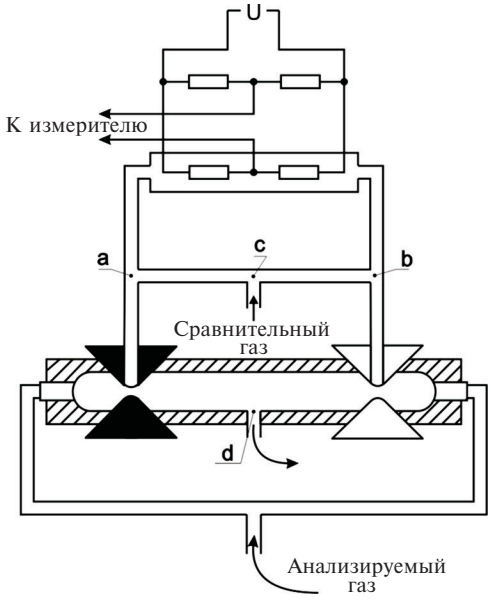


Рис. 16.7. Схема магнитоэффузионного газоанализатора

Магнитоэффузионные газоанализаторы

Магнитоэффузионные газоанализаторы, называемые так же магнитомеханическими безроторными, основаны на измерении интенсивности истечения (эффузии) газа из сопла в постоянном магнитном поле [9].

Один из вариантов такого газоанализатора показан на рис. 16.7

Анализируемая газовая смесь поступает в смесительную камеру не-

посредственно. Сравнительный газ (обычно азот) подается в эту камеру через магнитный и немагнитный наконечники. Парамагнитный компонент анализируемого газа втягивается в магнитное поле и тем самым препятствует истечению сравнительного газа через сопло магнитного полюсного наконечника (на рис. 16.7 — зачернен). В геометрически подобном немагнитном наконечнике истечение сравнительного газа идет беспрепятственно, что вызывает перепад давления между соплами. Величина этого перепада весьма незначительная. Даже при 100% содержании кислорода перепад давления составляет величину порядка 5 Па. Поэтому измерить такой перепад можно либо с помощью высокочувствительного дифференциального манометра, либо с помощью термоанемометра (рис. 16.7), измеряющего скорость потока сравнительного газа через дополнительный канал.

Термомагнитные газоанализаторы

Термомагнитные газоанализаторы основаны на явлении термомагнитной конвекции парамагнитного газа, возникающей при наличии градиентов магнитных и температурных полей [4, 7, 9, 15, 17, 18].

С повышением температуры газа уменьшается объемная магнитная восприимчивость парамагнитного газа (кислорода) и уменьшается плотность любого газа (процесс изобарный). Поэтому если в неоднородном магнитном поле находится нагретый элементарный объем газовой смеси, содержащей кислород, то он начнет вытесняться более холодной порцией того же газа за счет магнитных сил F_M в область с меньшей напряженностью магнитного поля («магнитный ветер» Фарадея). В то же время, этот же элементарный нагретый объем газа будет под действием гравитации вытесняться вверх с силой F_T более холодными и, следовательно, более плотными порциями газа вне зависимости от его магнитных свойств.

В общем случае, поток термомагнитной конвекции смещен на угол φ (относительно вертикали, т.е. направления потока тепловой конвекции). Меняя в пространстве ориентацию магнитной системы, можно управлять углом φ от 0° (конвективные потоки совпали) до 180° (потоки противонаправлены).

Это обстоятельство позволяет создавать термомагнитные газоанализаторы, отвечающие определенным требованиям по диапазону, чувствительности, точности. Обычно принимают φ равным 0°, 90° и 180° [9].

По аналогии с термокондуктометрическими газоанализаторами нагревательный элемент — платиновая проволока (открытая или остеклованная) является одновременно и датчиком интенсивности теплоотдачи, т.е. термосопротивлением, включаемым в плечо измерительного моста.

Отличие, прежде всего, в том, что в первых приборах теплоотдача в основном определялась теплопроводностью газовой смеси, а в термомагнитных газоанализаторах — конвекцией.

Эффективность теплоотдачи является сложной функцией от угла φ и концентрации кислорода, особенно при несовпадающих по направлению векторов F_M и F_T.

На рис. 16.8, *а* изображены полюса магнитной системы с нагреваемым проводником (в поперечном сечении). Слой нагретого проводником газа показан пунктиром. Зависимость эффективности теплоотдачи, точнее — напря-

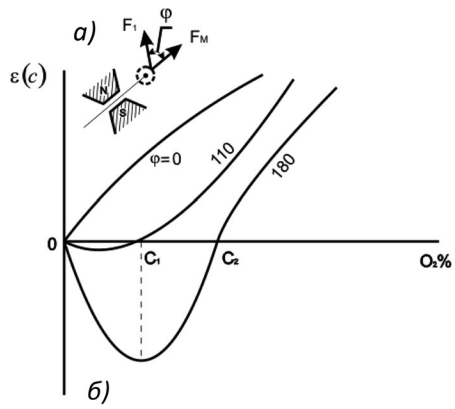


Рис. 16.8. Эффективность теплоотдачи от нагретого проводника в зависимости от ориентации магнитной системы и концентрации кислорода

жения разбаланса ΔU измерительного моста, качественно представлена на рис. 16.8, *б*.

Как видно по рис. 16.8, *б* при $\varphi > 100°$ эта зависимость становится неоднозначной. Так, при $\varphi = 180°$ и отсутствии кислорода (С = 0%) измерительный мост был уравновешен ($\Delta U = 0$), теплоотдача в основном определялась тепловой конвекцией под действием силы

$$F_T = (\rho_1 - \rho_2)\, q,$$

где ρ_1 и ρ_2 — плотности холодного и нагретого газа, соответственно; q — ускорение силы тяжести.

С появлением в газовой смеси парамагнитного компонента (O_2) на этот же элементарный объем нагретой газовой смеси при тех же условиях действует сила термомагнитной конвекции

$$F_M = \frac{1}{2}(\kappa_1 - \kappa_2)\, \mathrm{grad}\,(H^2),$$

где κ_1 и κ_2 — объемные магнитные восприимчивости холодной и нагретой газовой смеси, соответственно.

Результирующая сила F определяется как векторная сумма этих сил.

В термомагнитных газоанализаторах используются схемные решения, применяемые в рассмотренных выше газоанализаторах по теплопроводности.

Измерительные схемы и конструкции датчиков термомагнитных газоанализаторов приведены в [4, 7, 9, 15, 17].

16.3. Оптические газоанализаторы

Оптические газоанализаторы, как никакие другие приборы для газового анализа, используют весьма значительный арсенал физических явлений, сопровождающих взаимодействие между электромагнитным излучением и газом. Это, прежде всего, изменение показателя преломления, оптической плотности, спектрального поглощения и излучения, смещения интерференционных полос и др. в зависимости от концентрации анализируемого компонента.

Наибольшее развитие получили оптические газоанализаторы, использующие явления поглощения газом энергии электромагнитного излучения. Для понимания большинства оптических методов достаточно волнового описания явлений, так как квантовый подход в практической измерительной технике в большинстве случаев малоэффективен (см. гл. 6).

Напомним, что электромагнитная волна характеризуется скоростью c, частотой ν, длиной волны λ и амплитудой колебаний A. Частота и длина волны связаны известной зависимостью

$$\nu = \frac{c}{\lambda}.$$

Скорость света в вакууме $2{,}997 \times 10^8$ м/с. В веществе скорость света меньше и, соответственно, меньше длина волны.

В оптике чаще применяют внесистемные единицы: ангстрем (Å, 10^{-10} м), волновое число, т.е. число волн на 1 см, а также десятичные дольные единицы: нанометр (нм, 10^{-9}), микрометр (мкм, 10^{-6} м).

Понятие «свет» относится к видимой области длин волн электромагнитного излучения (380—760 нм). Оптические методы охватывают также ультрафиолетовый диапазон (λ от 50 до 400 нм) и инфракрасную часть спектра (λ от 0,8 до 300 мкм).

Примыкающее к оптическому диапазону коротковолновое рентгеновское излучение, тем более — жесткое γ-излучение с одной стороны спектра и длинноволновое радиочастотное излучение с другой стороны оптического спектра не считаются оптической областью, так как в этих случаях законы преломления отражения и др. описываются с иных позиций.

При прохождении электромагнитной волны через вещество меняются ее скорость и амплитуда, так как частота является неизменным параметром. Изменение скорости выражается коэффициентом преломления, изменение амплитуды — коэффициентом поглощения.

Наибольшее применение получили оптические газоанализаторы инфракрасного поглощения, так как в этой области спектра газы имеют интенсивные и отличающиеся друг от друга по положению в спектре полосы поглощения. Это свойство обеспечивает достаточно высокую избирательность газоанализаторов данного класса.

Оптические газоанализаторы, работающие в видимой области спектра, имеют ограниченное применение. Большинство газов бесцветны. Обычно такие газоанализаторы применяют для измерения больших концентраций окислов азота.

В ультрафиолетовом спектре явления поглощения электромагнитного излучения отличается малой избирательностью, что также ограничивает возможность широкого применения этого метода.

Весьма большое распространение получили оптические методы, использующие явления изменения цвета жидкости, ленты или порошка, пропитанных специальным реагентом, при взаимодействии с анализируемым компонентом газовой смеси. Вследствие специфических особенностей этих методов их выделяют в самостоятельный класс, именуемый фотоколориметрическим.

Эмиссионный спектральный анализ положен в основу спектрофотометрических газоанализаторов. При подводе энергии извне возбужденные молекулы и атомы газа излучают на полосах или линиях спектра, соответствующих молекулярным или межатомным переходам энергии. Спектральное положение полосы или линии (λ, ν) позволяет качественно судить о наличии или отсутствии анализируемого компонента, а по их интенсивности — определять количество или концентрацию.

Интерферометрические газоанализаторы

Интерферометрические газоанализаторы (газовые интерферометры) основаны на явлении смещения интерференционных полос вследствие изменения оптической плотности исследуемой газовой смеси на пути одного из двух когерентных монохроматических лучей [9, 15].

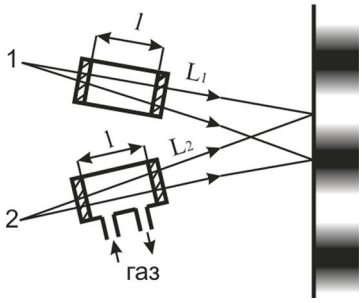


Рис. 16.9. Схема смещения интерференционной картины

Интерферометрические газоанализаторы выпускаются в основном для лабораторных целей или в качестве переносных приборов для измерения концентрации двуокиси углерода и метана в воздухе. Поэтому приведем лишь упрощенную схему образования интерференционных полос и их смещения (рис. 16.9).

Два источника когерентных, т.е. совпадающих по фазе, лучей из точек 1 и 2 направлены через камеры на экран. В одной камере — сравнительный газ, в частности, воздух.

В другой камере исследуемая газовая смесь анализируемого компонента на фоне сравнительного газа. Если концентрация анализируемого компонента равна нулю, то оптические характеристики каналов от источников 1 и 2 до экрана идентичны. На экране наблюдается интерференционная картина, состоящая из чередующихся светлых и темных полос, обусловленная разностью хода двух лучей, сходящихся в разных точках экрана.

Для светлых полос разность хода $\Delta L = L_1 - L_2$ лучей с длиной волны λ равна четному числу полуволн, т.е. $\Delta L = 2\frac{\lambda}{2}$, $\Delta L = 4\frac{\lambda}{2}$, $\Delta L = 6\frac{\lambda}{2}$ и т.д. Для темных полос $\Delta L = \frac{\lambda}{2}$, $\Delta L = 3\frac{\lambda}{2}$, $\Delta L = 5\frac{\lambda}{2}$ и т.д.

При появлении в измерительной камере анализируемого компонента с показателем преломления, отличным от показателя преломления сравнительного газа, происходит фазовое смещение электромагнитной волны, а вся интерференционная картина на экране смещается. По величине смещения, измеряемого по окулярной шкале, которая находится в поле зрения оператора вместе с интерференционной картиной, определяют концентрацию газа.

Обычно пределы измерений таких приборов по CO_2 или CH_4 от 0—3% до 0—100%.

Газоанализаторы инфракрасного поглощения

Газоанализаторы, основанные на поглощении (абсорбции) инфракрасных лучей, относятся к числу наиболее избирательных и чувствительных [3, 5, 9, 10—14].

Инфракрасную радиацию поглощают газы, молекулы которых состоят из двух или большего числа различных атомов или ионов. Такие газы, как O_2, N_2, H_2, Cl_2 и все инертные одноатомные газы (*He*, *Ne*, *Ar* и т.д.) являются «прозрачными» в инфракрасном спектре. У сложных по молекулярной структуре газов наблюдаются колебательно-вращательные и чисто вращательные степени свободы.

В результате этого спектры поглощения имеют сложную структуру, достаточно индивидуальную для каждого газа, что и предопределяет высокую избирательность (селективность) метода.

На рис. 16.10 показаны спектры поглощения инфракрасной радиации для некоторых газов [9].

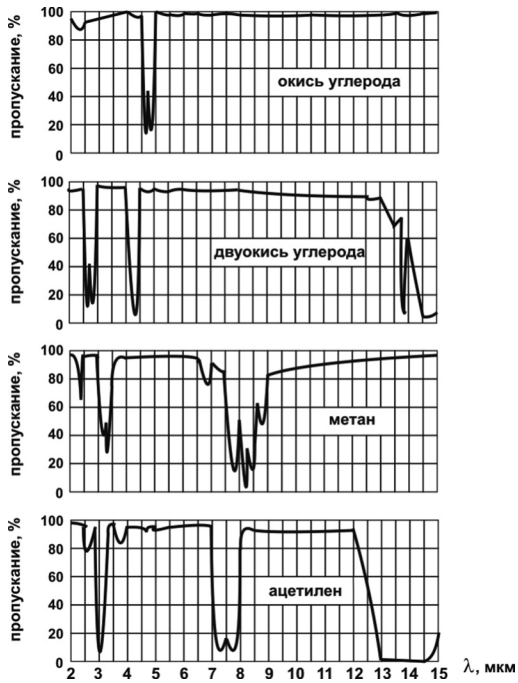


Рис. 16.10. Кривые поглощения газов в инфракрасной области

Любой оптический абсорбционный газоанализатор, основанный на поглощении излучения, содержит (в простейшем исполнении) источник излучения *1*, абсорбционную камеру *2* (кювету), наполненную исследуемым газом, и приемник излучения *3* (рис. 16.11.)

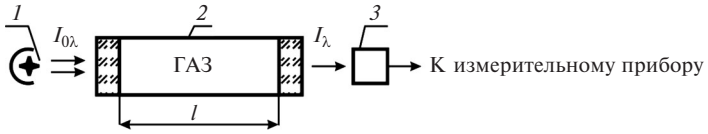


Рис. 16.11. Схема абсорбционного оптического газоанализатора

Поглощение лучистой энергии газом определяется известным соотношением

$$J_\lambda = J_{0\lambda} e^{-\varepsilon \lambda c l}, \qquad (16.11)$$

где $J_{0\lambda}$ и J_λ — интенсивности монохроматического потока радиации до и после поглощающего слоя газа, соответственно; ε_λ — коэффициент поглощения,

характерный для данного газа и длины волны; C — концентрация газа, поглощающего излучение; l — длина поглощающего слоя газа.

Из этого выражения видно, что метрологические характеристики газоанализатора зависят от интенсивности и стабильности источника излучения, спектральной характеристики излучателя и степени его монохроматизма; длины кюветы; давления газа, влияющего на количество поглощающих молекул в единице объема, т.е. на объемную концентрацию; селективности лучеприемника.

В зависимости от того или иного сочетания конструктивных решений, направленных на устранение перечисленных влияющих факторов, газоанализаторы инфракрасного поглощения делятся на несколько групп и носят различные наименования. Наибольшее практическое применение получили так называемые оптико-акустические газоанализаторы, в которых установлен селективный оптико-акустический приемник инфракрасного излучения (рис. 16.12).

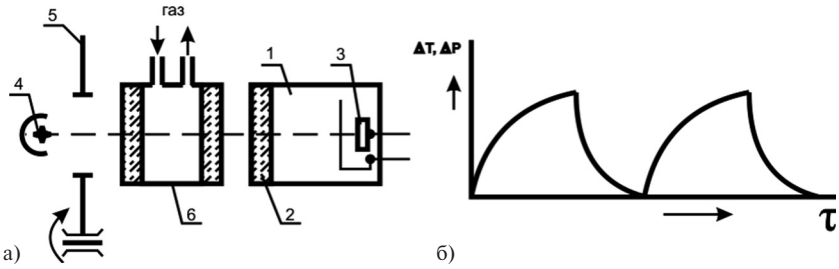


Рис. 16.12. Принцип действия оптико-акустического приемника лучистой энергии

Впервые оптико-акустический эффект наблюдали Тиндаль и Рентген. Эффект был обнаружен ими при облучении замкнутого объема с газом прерывистым потоком инфракрасной радиации. Это явление было использовано при создании селективного приемника лучистой энергии [9].

Если в закрытую полость лучеприемника *1* (рис. 16.12, *а*), заполненную газом, способным абсорбировать инфракрасную радиацию, направить через окно *2* прерывистый поток инфракрасный лучей, то за счет поглощения энергии температура газа будет периодически повышаться на ΔT и снова охлаждаться за счет теплоотдачи (в период отсутствия потока).

Пульсация температуры приведет к колебанию давления на величину ΔP (рис. 16.12, *б*), что воспринимается чувствительным датчиком давления *3*. Прерывание потока лучистой энергии от источника радиации *4* производится с помощью обтюратора *5*.

В динамическом отношении камера лучеприемника является инерционным звеном с падающей амплитудно-частотной характеристикой. Поэтому частота обтюрации обычно устанавливается в пределах 5—6 Гц. Окно *2* лучеприемника *1* должно быть «прозрачным» для инфракрасной радиации хотя бы в области спектра поглощения газа.

Если теперь на пути потока инфракрасной радиации поставить камеру *6* с такими же оптическими окнами, как и в лучеприемнике, и пропускать через нее газовую смесь, то в зависимости от концентрации анализируемого компонента в полость лучеприемника будет поступать в соответствии с (16.11) больше или меньше лучистой энергии J_λ именно в том диапазоне спектра, где и проявляется оптико-акустический эффект.

Естественно, в этом случае полость лучеприемника должна быть заполнена газом, концентрацию которого необходимо измерять в газовой смеси.

Приведенная одноканальная схема (16.12, *а*) подвержена действию многих влияющих факторов. Поэтому обычно оптико-акустические газоанализаторы выполняются по дифференциальной, т.е. двухканальной оптической схеме (рис. 16.13).

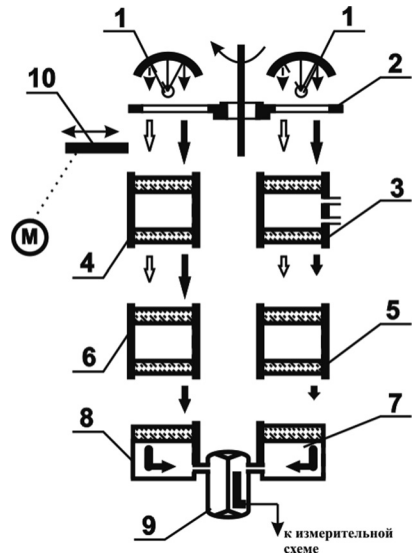


Рис. 16.13. Дифференциальная оптическая схема оптико-акустического газоанализатора

Рассмотрим работу такой схемы на примере измерения концентрации CO_2 в воздухе на фоне неизмеряемого компонента *CO*.

Как видно из рис. 16.10, спектры поглощения в области $\lambda = 4—5$ нм для этих газов частично совпадают. Поэтому изменение концентрации *CO* приводит к появлению дополнительной погрешности при измерении содержания CO_2.

Применение двухканальной оптической схемы позволяет устранить это явление. Оба канала идентичны. Два источника излучения *1* создают потоки радиации, прерываемые обтюратором *2* в одной и той же фазе.

В правом канале (рис. 16.13) установлена рабочая камера *3*, через которую протекает газовая смесь.

Симметрично, в левом канале установлена сравнительная камера *4*, заполненная чистым воздухом. Далее на пути потоков излучения расположены фильтровые камеры *5* и *6*, заполненные мешающим компонентом. В данном примере — окисью углерода.

Пройдя фильтровые камеры, оба потока попадают в двухкамерный лучеприемник, полости *7* и *8* которого заполнены анализируемым газом, т.е. двуокисью углерода и соединены с полостями дифференциального высокочувствительного манометра *9*, сигнал с которого поступает в измерительное устройство.

На рис. 16.13 стрелками условно показаны потоки радиации, соответствующие долям энергии, поглощаемым *CO* (белые стрелки) и CO_2 (черные стрелки). После прохождения потоками инфракрасной радиации фильтровых камер практически полностью устраняется в каждом из них энергетическая составляющая, соответствующая спектрам поглощения в *CO*.

Дифференциальный манометр часто выполняют в виде конденсаторного микрофона, подвижный электрод которого является тонкой разделительной мембраной дифференциального манометра *9*.

В правую полость *7* лучеприемника поступает поток инфракрасной радиации, ослабленный в большей или меньшей степени в соответствии с (16.11) поглощением молекулами анализируемого компонента — CO_2 в газовой камере *3*. Если концентрация CO_2 в газе равна нулю, то потоки радиации, достигающие камеры *7* и *8* лучеприемника, равны по интенсивности и спектральному составу, как и равны между собой перепады давления ΔP. Мембрана конденсаторного микрофона не подвергается деформации и сигнал отсутствует.

С увеличением содержания CO_2 поток радиации, достигающий камеры *7*, слабеет, пульсация давления в ней уменьшается по сравнению с камерой *8*, мембрана прогибается, уменьшая зазор между электродами конденсаторного датчика.

Измерительные схемы оптико-акустических газоанализаторов выполняются либо по методу прямого преобразования, т.е. с непосредственным отсчетом усиленного сигнала дифференциального манометра, либо с применением систем следящего астатического уравновешивания. Обычно такие системы реализуют принцип электрической, оптической или газовой компенсации [3, 4, 7, 9, 15, 17, 18].

В качестве излучателя обычно применяют маломощный (2—2,5 Вт) проволочный нагреватель (нихром, ∅ 0,3 мм) в виде компактной конической спирали (5—6 витков), установленной в фокусе параболического отражателя, обеспечивающего практически параллельный пучок лучей на расстоянии до 150 мм. Рабочая температура излучателя 700—800 °С.

В качестве источников монохроматического излучения находят применение лазеры и светодиоды [11—14]. В этом случае можно отказаться от механического прерывания потока лучистой энергии с помощью обтюратора, так как модуляцию излучения легко осуществить электрическим управлением.

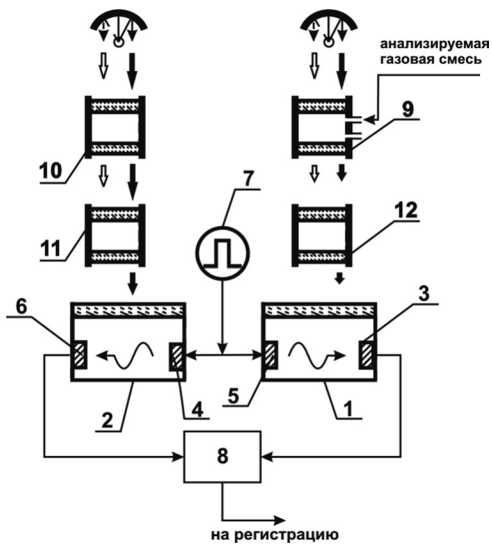


Рис. 16.14. Схема устройства абсорбционного газоанализатора с термоакустическими лучеприемниками

Более того, применяя перестраиваемые по частоте лазеры [13] или светодиодные матрицы с различными по спектральным характеристикам светодиодами [11], можно проводить тонкую настройку прибора с учетом абсорбционных свойств анализируемого компонента и сопутствующих газов.

В [14] предложена дифференциальная схема абсорбционного газоанализатора (рис. 16.14), в каждом оптическом канале которого установлены термоакустические камеры

1 и *2*, заполненные в равной мере анализируемым компонентом. В каждой камере установлена пара акустически согласованных между собой излучателей и приемников ультразвуковых колебаний.

Излучатели *4* и *5* при поступлении импульсов от генератора *7* возбуждают ультразвуковые колебания, распространяющиеся через газовые полости камер *1* и *2* к приемникам *3* и *6*. Время прихода акустических колебаний на приемники регистрируется цифровым измерителем 8 временных интервалов с точностью до 1 нс.

Известно, что скорость распространения акустических колебаний в газе зависит, при прочих равных условиях, от температуры (см. разд. 16.9). При изменении содержания анализируемого компонента в газовой смеси, протекающей через рабочую камеру *9*, меняется доля лучистой энергии, достигающей камеру *1*. В сравнительной камере *10* и, следовательно, в камере *2* условия прохождения инфракрасной радиации при этом не меняются.

Поэтому температура газов в камерах *1* и *2*, в общем случае, будет различной, что и преобразуется во временные интервалы, разность которых служит мерой измеряемой концентрации.

Камеры *11* и *12* (как и в схеме на рис. 16.13) — фильтрационные. Прерывания оптических потоков в этом случае не требуется.

Камеры *1* и *2* в динамическом плане представляют собой инерционные звенья, и температурные режимы в них устанавливаются с некоторым запаздыванием.

В качестве высокочувствительных приемников инфракрасной радиации используются также пироэлектрические датчики, которые реагируют именно на изменение температуры [12]. Пироэлектрический эффект наблюдается на кристаллах пироэлектриков и сегнетоэлектриков (турмалин, сегнетова соль и др.), а также на элементах из пьезокерамики (цирконат — титанат свинца и др.).

Окна оптических камер изготавливают из плавленого корунда, рубина, хлористого серебра и других материалов, имеющих удовлетворительные характеристики пропускания в ближнем инфракрасном спектре.

Помимо конденсаторного микрофона применяют также электродинамический.

Пределы измерений оптико-акустических газоанализаторов перекрывают диапазоны как микроконцентраций (0—0,01% 0—0,05% и др.), так и больших содержаний анализируемых компонентов (0—5%, 0—10%, 0—50%, 0—100%). Известны конструкции таких приборов с порогом обнаружения (по CO, CO_2, CH_4 и др.), равным 0,0001% [4, 5, 9].

Газоанализаторы, основанные на поглощении излучения в ультрафиолетовом спектре.

Поглощение газами ультрафиолетовой радиации в области от 200 до 400 нм сопровождается явлениями, не имевшими места в инфракрасном спектре.

Одноатомные газы характеризуются линейчатыми или резонансными спектрами, что связано с переходом в атоме электронов с основного энергетического уровня на более высокие дискретные уровни. Например, пары ртути (рис. 16.15) имеют отчетливые резонансные линии, особенно при $\lambda = 253{,}67$ нм.

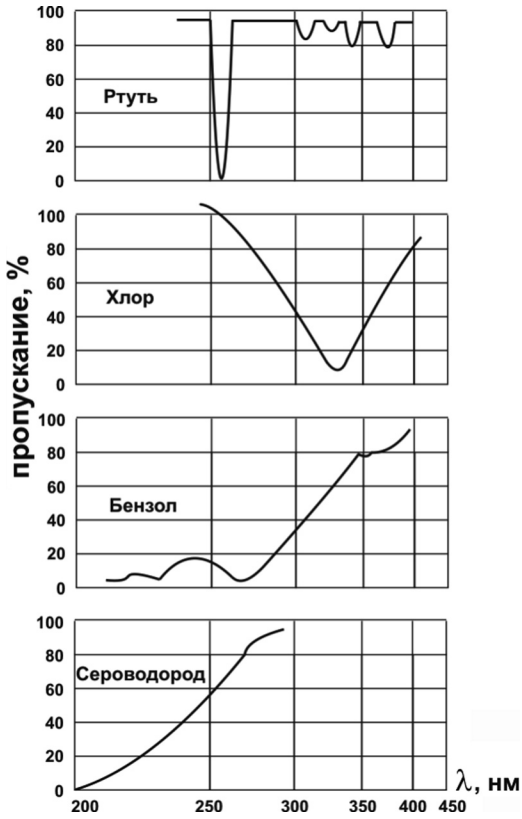


Рис. 16.15. Кривые поглощения газов в ультрафиолетовой области

Спектры поглощения двухатомных и, тем более, многоатомных молекул представляют собой набор широких полос, отдельных линий, а также участки сплошного поглощения.

Поэтому избирательность метода для одноатомных газов может быть достаточно высокой, что нельзя сказать в отношении других газов. Успешная реализация метода газового анализа с использованием ультрафиолетового поглощения возможна лишь при наличии у измеряемого компонента спектра поглощения, не совпадающего со спектрами абсорбции других составляющих газовой смеси.

Такими свойствами обладают немногие газы, что ограничивает область применения газоанализаторов ультрафиолетового поглощения. К числу таких относятся анализаторы паров ртути, хлора, бензола, озона и некоторых других газов.

Повысить избирательность и чувствительность метода можно применением источников монохроматического излучения или соответствующих монохроматоров для широкополосных излучателей, что связано с дополнительным усложнением конструкции анализаторов.

Структура простейшего одноканального газоанализатора ультрафиолетового поглощения соответствует рассмотренной ранее (рис. 16.11.) с учетом лишь соответствующего подбора источника и приемника излучения, а также оптических окон для абсорбционной камеры. Кроме того, между источником излучения и газовой камерой обычно помещают оптический фильтр для формирования требуемого спектрального состава излучения.

В качестве источников излучения применяются ртутные газоразрядные лампы (низкого, среднего и высокого давления), имеющие линейчатый спектр излучения, вольфрамовые лампы накаливания с непрерывным спектром и др.

Как правило, источники ультрафиолетового излучения по сравнению с источниками инфракрасной радиации являются более мощными и как следствие — менее долговечны.

В качестве фильтров используются цветные стекла, различные растворы, а также газы. Например, фильтры УФС-1 с полосой пропускания от 240 до 400 нм; УФС-2 — от 270 до 380 нм и др.

Для изготовления торцевых окон камер обычно применяют кварц.

В качестве приемников излучения служат фотосопротивления, фотодиоды, вакуумные фотоэлементы, фотоумножители, отвечающие по спектральной чувствительности ультрафиолетовому диапазону.

Газоанализаторы для контроля содержания паров ртути в воздухе обладают наибольшей чувствительностью среди аналогичных приборов для других газов, так как спектр излучения ртутных ламп совпадает с характеристикой спектрального поглощения парами ртути. Это обеспечивает высокую избирательность без применения дополнительных мер.

По аналогии с оптико-акустическими газоанализаторами приборы ультрафиолетового поглощения также выполняются по двухканальной оптической схеме как с непосредственным отсчетом, так и компенсационного типа.

Пределы измерения газоанализаторов достаточно разнообразны и зависят как от природы измеряемого компонента, так и состава газовой смеси. Так, на пары ртути в воздухе порог обнаружения [1] составляет $1 \cdot 10^{-7}$ %, для бензола $2 \cdot 10^{-4}$ %, четыреххлористого углерода — $1{,}3 \cdot 10^{-2}$ % [9].

Как следует из (16.11), повысить чувствительность оптических абсорбционных газоанализаторов (независимо от спектра поглощения, в ультрафиолетовой или инфракрасной области) можно увеличением длины l газовой кюветы. В [10] предложено оригинальное решение – газовая кювета выполнена в виде трубки с внутренними светоотражающими стенками. При этом трубчатая газовая кювета уложена в виде спирали Архимеда, что при значительном увеличении l сохраняет компактность прибора.

Спектрофотометрические газоанализаторы

Спектральный эмиссионный анализ основан на способности вещества и газов в том числе, подвергнутых внешнему энергетическому воздействию, испускать энергию в виде излучения. В зависимости от величины энергии возбуждения молекулы осколки молекул, атомы или ионы излучают на полосах или линиях спектра, соответствующих молекулярным или межатомным переходам энергии. Спектральное положение линии (λ) служит критерием качественного анализа, а по интенсивности линий или полос можно определять количество молекул или их концентрацию.

Возбуждение газовой пробы производят тлеющим разрядом в трубке с внутренними электродами или в безэлектродном промежутке внешним высокочастотным полем [3, 4, 9, 19].

В качестве элементов дисперсии излучаемого потока обычно используют дисперсионные решетки, призмы или светофильтры. Из общего излучения газоразрядной трубки выделяется пара спектральных линий: линия анализируемого компонента и линия основного газа. Выбранные линии должны иметь примерно равную интенсивность при определенной концентрации анализируемого компонента. По отношению интенсивностей указанных линий фотометрическим методом проводят измерение концентрации.

Спектрофотометрический метод количественного анализа многокомпонентных газовых смесей сопровождается появлением значительных трудностей, которые не всегда удается преодолеть. Поэтому его применение обычно ограничивается лабораторной практикой [9].

16.4. Фотоколориметрические газоанализаторы

Фотоколориметрические методы газового анализа основаны на химическом взаимодействии измеряемого компонента газовой смеси с индикаторным веществом, находящемся в растворе или на поверхности ленты или части индикаторного порошка [3, 15, 16]

Химическая реакция сопровождается изменением цвета раствора, поверхности ленты или порошка, что легко поддается измерению фотометрическим методом.

Фотоколориметрические методы газового анализа имеют неоспоримые достоинства по сравнению с другими. К числу таких преимуществ относится высокая избирательность, практически неограниченная чувствительность и универсальность.

Действительно, избирательность метода определяется лишь правильным подбором индикаторного вещества, вступающего в цветную химическую реакцию с анализируемым компонентом. Чувствительность метода или порог обнаружения какого-либо газа определяется минимально заметным изменением оптических свойств индикаторного раствора или индикаторной ленты, что, в свою очередь, зависит при прочих равных условиях от количества молекул газа, вступавших в химическую реакцию. Поэтому при очень малых концентрациях анализируемого компонента можно усилить эффективность реакции увеличением количества пропускаемой через реакционное устройство газовой смеси. Пусть даже в ущерб быстродействию, но задача повышения чувствительности при этом решается.

Универсальность фотоколориметрического метода заключается в возможности применения одного и того же прибора для анализа различных компонентов с заменой лишь состава индикаторного вещества.

Конечно, этот метод неприменим для инертных газов и малопригоден для изменения больших концентраций. Хотя в последнем случае, разбавляя исследуемую газовую смесь чистым воздухом или другим газом (N_2, Ar, CO_2, и др.) в постоянной пропорции, можно обойти это ограничение.

Особенно эффективно применение фотоколориметрических газоанализаторов для контроля токсичных газов и паров в воздухе производственных помещений и зоны проживания людей.

Фотоколориметрические газоанализаторы по способу размещения индикаторного вещества бывают жидкостными и ленточными [3].

Жидкостные фотоколориметрические газоанализаторы

Оптическая схема фотоколориметрических жидкостных газоанализаторов показана на рис. 16.16.

Вместо газовых камер установлены проточные жидкостные камеры *1* и *2*. Камера *2* — сравнительная. Через нее протекает жидкость с индикаторным веществом до взаимодействия с газовой смесью. Камера *1* — рабочая. По этой камере протекает жидкость после химической реакции с анализируемым компонентом в абсорбере *3*. От источника света *4* два световых потока с помощью поворотных зеркал *5* и оптических систем проходят через камеры *1* и *2* и поступают на входы фотодетекторов *6* и *7*.

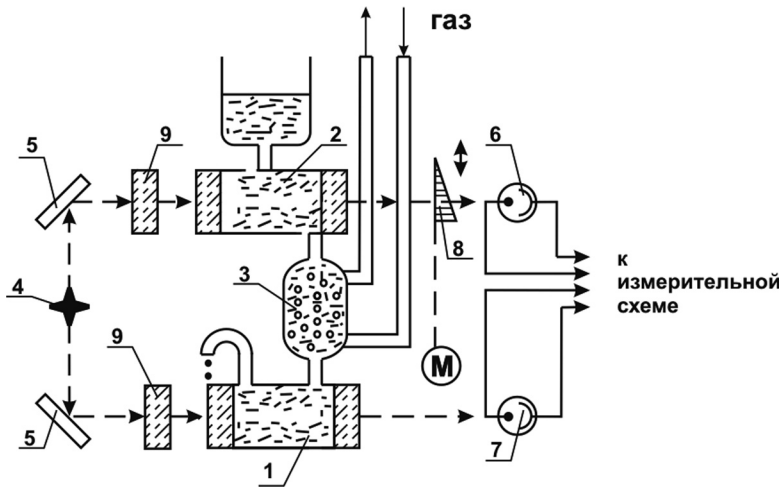


Рис. 16.16. Оптическая схема фотоколориметрического жидкостного газоанализатора

Измерительное устройство может быть выполнено как по схеме прямого преобразования, т.е. с непосредственным отсчетом, так и по схемам следящего уравновешивания. Например, за счет перемещения по цепи обратной связи оптического клина *8*, по положению которого судят о концентрации анализируемого компонента.

Ослабление потоков лучистой энергии, проходящих через камеры *1* и *2*, подчиняется известному соотношению (16.11). Только в этом случае вместо концентрации газа в расчет принимается концентрация окрашенных комплексов в растворе. Очевидно, в сравнительной камере *2* эта концентрация равна нулю.

С помощью светофильтров *9* (рис. 16.16) стремятся убрать неинформационную часть спектра широкополосного излучателя *4*. При использовании монохроматического излучателя необходимость в светофильтрах *9* отпадает.

Чувствительность фотоколориметрического метода при непрерывной подаче раствора с индикаторным веществом зависит от степени абсорбции анализируемого компонента, которая, в свою очередь, определяется соотношением расхода газа и раствора через абсорбер *3*. Установлено [1], что для каждого варианта — газ—индикатор существует оптимальное значение этого соотношения, учитывающее чувствительность и запаздывание.

Пределы измерения фотоколориметрических газоанализаторов охватывают область микроконцентраций. Так, например, на хлор выпускаются приборы со шкалой от 0 до 8 частей на миллион [3, 9, 15, 16].

Фотоколориметрические ленточные газоанализаторы

На рис. 16.17 представлена упрощенная оптическая схема ленточного газоанализатора [3, 15].

От источника *1* формируются два световых потока Φ_0 и Φ_1.

Поток Φ_0 проходит диафрагму *2*, светофильтр *3* и попадает на фотоприемник *4*. Этот поток является сравнительным. Поток Φ_1 поступает через оптиче-

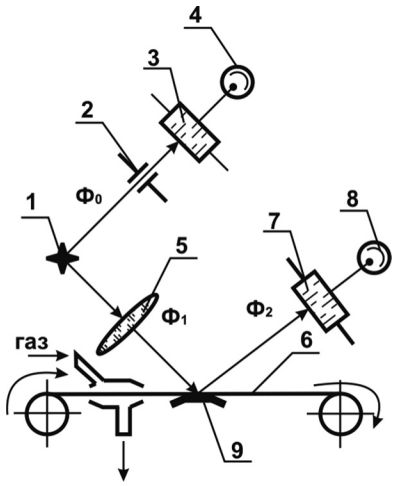


Рис. 16.17. Оптическая схема фотоколориметрического ленточного газоанализатора

скую систему *5* на поверхность индикаторной ленты *6* и, отражаясь от нее в виде потока Φ_2, через светофильтр *7* попадает на фотоприемник *8*. Лента *6* (бумажная или текстильная) пропитана раствором с индикаторным веществом, вступающим в химическую реакцию с определяемым компонентом при обмывании ленты анализируемой газовой смесью. Поток Φ_2 содержит две составляющие: часть светового потока, отраженная поверхностью ленты, и часть потока, отраженная подложной *9*, фиксирующей положение ленты. Следовательно, вторая составляющая светового потока дважды пронизывает толщину ленты. Окрашенные комплексы индикаторного вещества, образовавшиеся после химической реакции, дисперсированы среди частиц материала ленты подобно тому, как в жидкостных газоанализаторах эти компоненты рассредоточены были в объеме раствора. Поэтому участок индикаторной ленты, находящийся в зоне светового потока Φ_2, можно рассматривать как аналог оптической камеры. Так как объем этого участка ленты весьма мал (по сравнению с аналогом оптической камеры), чувствительность ленточных фотоколориметрических газоанализаторов в десятки и сотни раз может превосходить чувствительность жидкостных приборов [15].

Кроме того, в ленточных газоанализаторах более эффективно идет процесс адсорбции.

Известны схемы ленточных приборов с двухканальной оптической системой, в которых сравнительный поток создается отражением от той же индикаторной ленты, но до взаимодействия ее с анализируемым газом.

Составы растворов для пропитки лент подбираются специалистами-химиками. Например, для анализа хлора: 0,5 г ортотолидина в 100 мл этилового спирта; для озона: 100 мл 1-процентного водного раствора крахмала, 1 г едкого калия, 1 г сульфаминовой кислоты и 5 г йодистого калия [15, 16].

Лента обычно пропитывается раствором с помощью автоматического дозатора при поступлении в измерительную камеру или заранее обрабатывается раствором, высушивается и в сухом виде устанавливается в газоанализаторе.

16.5. Электрохимические газоанализаторы

В общем случае электрохимический преобразователь (датчик) представляет собой ячейку, заполненную электролитом с помещенными в нем частично или полностью двумя или несколькими электродами из одного или разных металлов.

Спектр электрохимических явлений достаточно широк и зависит от свойств электродов и электролита. Свойства электролита, проявляющиеся при его взаи-

модействии с газами, используются при создании электрохимических газоанализаторов. Наибольшее применение получили гальванические, деполяризационные и электрокондуктометрические методы газового анализа.

Гальванические газоанализаторы

В гальванических газоанализаторах электрохимическая ячейка является генераторным преобразователем, ЭДС которого при прочих равных условиях зависит от содержания кислорода в газовой смеси, контактирующей с частично погруженным в электролит серебряным катодом (рис. 16.18). Анод выполнен из свинца. Электролитом служит слабый раствор KOH.

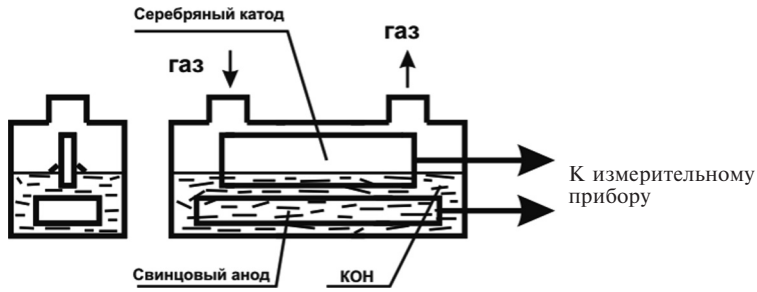


Рис. 16.18. Схема электрохимической ячейки гальванического газоанализатора

Потенциал любого электрода, погруженного в электролит, складывается из целого ряда частных потенциалов. Эти потенциалы по отдельности измерить невозможно. Однако, создав электродную цепь, с помощью второго электрода можно измерить алгебраическую сумму частных потенциалов, т.е. ЭДС гальванического элемента. Частные потенциалы на границах раздела фаз, описываемые известным уравнением Нернста, появляются в результате переноса электронов или ионов.

На аноде гальванического элемента происходит реакция

$$Pb + 2OH^- \rightarrow Pb(OH)_2 + 2e. \qquad (16.12)$$

На катоде происходит ассимиляция появившихся в металле свободных электронов и идет реакция

$$2e + \frac{1}{2}O_2 + H_2O \rightarrow 2OH^-, \qquad (16.13)$$

вследствие чего катодный потенциал также изменится.

Общее изменение ЭДС гальванического элемента, вызванное процессами на электродах, является мерой содержания кислорода в анализируемом газе.

Анализируемый газ проходит над поверхностью электролита и омывает поверхность непогруженной части серебряного катода. Кислород диффундирует по поверхностному слою катода в электролит и вступает в реакцию (16.13).

Зависимость ЭДС гальванического элемента от концентрации кислорода линейна в интервале от 0 до 10^{-2}%. Далее линейность нарушается, чувствительность падает. Это вызвано тем, что скорость диффузии кислорода в электролит при прочих равных условиях лимитируется площадью катода и толщиной диф-

фузионного слоя. Для увеличения площади непогруженной части катода и уменьшения толщины диффузионного слоя катод выполняют из серебряной сетки, уложенной через слой фильтровальной бумаги на цилиндрическом каркасе.

Для устранения температурной погрешности гальваническая ячейка обычно термостатируется.

К группе гальванических газоанализаторов можно отнести приборы, реализующие так называемую **циркониевую технологию**, основанную на свойствах оксида циркония при определенной температуре играть роль твердого электролита.

В ячейке располагается мембрана из оксида циркония. Мембрана подогревается до температуры, при которой достигается необходимая подвижность ионов кислорода. С одной стороны мембраны в ячейке находится эталонный газ с известным содержанием O_2. С другой стороны мембраны подается исследуемая газовая смесь.

Ионы кислорода начинают диффундировать через мембрану в сторону газа с меньшей концентрацией O_2. Когда атом кислорода внедряется в кристаллическую решетку оксида циркония, он теряет часть электронов и превращается в ион. Когда ион кислорода выходит с противоположной стороны, он приобретает электроны, превращаясь в нейтральный атом. При этом на одной стороне мембраны накапливается положительный заряд, а на другой — отрицательный.

На поверхности мембраны напылены электроды, при помощи которых можно измерить накопившиеся заряды, по величине которых определяют отношение концентраций O_2 с двух сторон мембраны. Пределы измерения от 0 до 0,01% [9, 15, 16, 18].

Деполяризационные газоанализаторы

В деполяризационных газоанализаторах электрохимическая ячейка является параметрическим преобразователем неэлектрической величины — концентрации кислорода в электрический сигнал — ток, протекающий между электродами, к которым приложено постоянное напряжение от внешнего источника [9].

Если к двум электродам из одного металла, погруженным в электролит, подключить внешний источник низкого (около 1 В) постоянного напряжения, то вследствие поляризации электродов ток через ячейку снижается почти до нуля. Попадающий в электролит кислород переходит в ионы, которые вызывают частичную деполяризацию катода и, как следствие, увеличение тока. Количество кислорода, растворенного в электролите, пропорционально концентрации его в анализируемом газе. Поэтому шкала газоанализатора достаточно линейная.

Обычно электроды выполняют из золота. Анализируемый газ поступает в абсорбционную камеру для перемешивания с электролитом. Пределы измерений по кислороду составляют ряд от 0—0,1% до 0—10%.

Электрокондуктометрические газоанализаторы

Электрокондуктометрические газоанализаторы основаны на измерении электропроводности жидкости после ее взаимодействия с измеряемым компонентом газовой смеси. В результате такого взаимодействия происходит раство-

рение этого компонента с образованием ионов и более сложных комплексов, это приводит к изменению электропроводности жидкости.

Измерение электропроводности электролитов — хорошо отработанный прием в приборостроении. Широко применяются контактные (двух- и четырехэлектродные) и бесконтактные кондуктометрические ячейки (см. гл. 21).

Однако использование электрокондуктометрического метода в газовом анализе достаточно ограничено, так как сохраняются все известные недостатки электрокондуктометрии и добавляются новые.

Это, прежде всего, — неизбирательность метода, так как проводимость раствора пропорциональна его химической активности, т.е. подвижности всех ионов, находящихся в растворе.

Вторая причина — высокая зависимость электропроводности электролита от температуры, достигающая в отдельных случаях 7% на градус.

Обычно измерительная схема выполняется в виде моста, в смежные плечи которого включены две проточные электрокондуктометрические ячейки. Через одну ячейку протекает жидкость до взаимодействия с анализируемым газом, через другую — тот же раствор, но после прохождения совместно с газовым потоком через абсорбционную камеру. Следовательно, одна ячейка является сравнительной, другая — рабочей.

Область применения электрокондуктометрических газоанализаторов — малые и микроконцентрации таких газов, как SO_2, NH_3, H_2S, CO, и др.

Так, при анализе сероводорода H_2S в воздухе порог достигает $2 \cdot 10^{-6}\%$ [1].

16.6. Ионизационные газоанализаторы

Ионизация газа заключается в образовании положительных и отрицательных ионов и свободных электронов под действием внешнего энергетического воздействия. В газоанализаторах в качестве такого воздействия обычно применяют источники α- и β-частиц, ультрафиолетовые излучатели, тепловые ионизаторы [2, 9, 15].

Ионизационные газоанализаторы с применением источников заряженных частиц

Когда заряженная частица проходит с большой скоростью через газ, то на своем пути она оставляет след в виде ионов и возбужденных атомов газа. На каждый акт ионизации или возбуждения частица теряет строго определенную долю энергии до полной остановки.

Акт ионизации заключатся в удалении из нейтральной молекулы или молекулярного комплекса одного или нескольких электронов, что приводит к появлению положительного иона и свободных электронов.

Свободные электроны могут присоединяться к нейтральным молекулам, образуя при этом отрицательные ионы, подвижность которых значительно ниже подвижности электронов.

Отрицательные ионы и электроны могут вновь соединяться с положительными ионами, образуя нейтральные молекулы (процесс рекомбинации).

Если эти процессы происходят в электростатическом поле, т.е. в объеме ионизационной камеры (рис. 16.19), то под действием этого поля носители за-

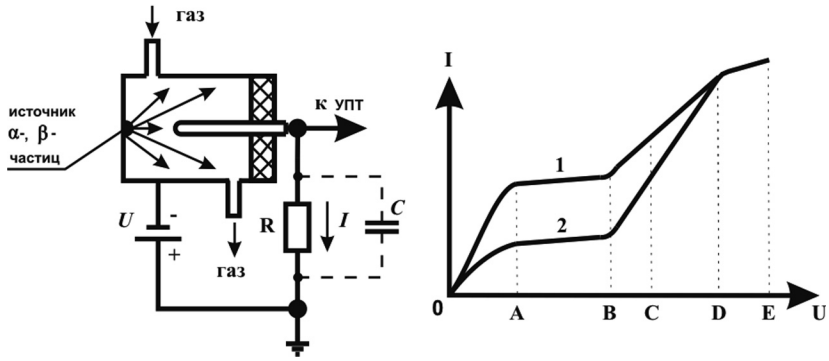


Рис. 16.19. Ионизационная камера (а) и ее вольт-амперная характеристика (б)

рядов (ионы, электроны) перемещаются к соответствующим электродам, создавая во внешней цепи электрический ток.

Ток настолько мал ($10^{-12} - 10^{-10}$ А), что для его регистрации необходимо применять усилители постоянного тока с большим входным сопротивлением.

Меняя прилагаемое напряжение U и изменяя ток I, можно построить вольт-амперную характеристику камеры (рис. 16.19, *б*)

На участке ОА, называемым линейным, наблюдается увеличение тока, так как с ростом U увеличивается подвижность носителей заряда, уменьшается вероятность их рекомбинации в объеме газа, возрастает доля ионов, достигающих электроды.

На участке АВ (участок насыщения) практически все ионы, образовавшиеся в газовом объеме камеры, за исключением малой доли вступивших в рекомбинацию, достигают электродов, и ток почти не меняется.

С дальнейшим ростом U ток начинает увеличиваться благодаря явлению, которое называют газовым усилением. Ионы под действием поля приобретают энергию, достаточную для ионизации нейтральных молекул при столкновении с ними.

В ионизационных газоанализаторах «рабочая точка» выбирается либо на линейном участке, либо на участке насыщения.

Эффективность ионизации газа зависит как от свойств источника излучения, так и свойств самого газа.

Пробег α-частиц в воздухе при нормальном давлении с начальной энергией от 2 до 9 МэВ составляет от 1 до 10 см, соответственно. Пробег β частиц при той же энергии в сотни раз больше. Поэтому для источников α-частиц легко изготовить ионизационную камеру, размеры которой превысят пробег этих частиц. Для β-частиц и тем более фотонов — это трудно выполнимая задача.

Работа ионизации атомов и молекул газа с образованием пары электрон—положительный ион для большинства газов лежит в пределах от 12 до 25 эВ. Так, для кислорода это значение составляет 12,5 эВ, для аргона — 15,7 эВ (1 эВ $= 1{,}6 \cdot 10^{-19}$ Дж).

Средняя потеря энергии каждой частицей на образование одной пары ионов почти вдвое превышает работу ионизации, так как часть энергии затрачивается на процессы, не приводящие к отрыву электрона (возбуждение, не-

упругие столкновения и др.). Так, для воздуха средняя потеря энергии на ионизацию составляет 34 эВ.

В то же время относительная ионизация газа, т.е. число пар ионов на единицу длины пробега частицы, при прочих равных условиях значительно зависит от природы газа. Так, в гелии относительная ионизация почти в 20 раз, а в водороде в 10 раз меньше, чем в воздухе. Поэтому, если размеры ионизационной камеры выбрать меньше длины пробега α- или β-частиц, то можно по току насыщения измерять состав бинарной или псевдобинарной газовой смеси.

На линейном участке вольт-амперной характеристики ионизационной камеры используются другие физические явления для создания газоанализаторов. Прежде всего, это явление образования отрицательных ионов. Ряд газов, называемых электроотрицательными, обладают способностью присоединять свободный электрон. Это O_2, Cl_2, F_2, пары H_2O, а также галоидные производные органических веществ.

Электроположительные газы (все благородные газы, азот) этим свойством не обладают. В этих газах носителями заряда являются положительные ионы и свободные электроны. Подвижность электронов в сотни раз превосходит подвижность ионов, что существенно снижает вероятности их рекомбинации. Поэтому на линейном участке вольт-амперной характеристики, т.е. в области с малой напряженностью электростатического поля, влияние примесей электроотрицательных газов на фоне, например, азота или аргона приводит к значительным изменениям тока ионизационной камеры. Это позволяет создавать ионизационные газоанализаторы для контроля качества сверхчистых инертных газов.

В самом начале участка ВС (рис.16.19, *б*) работают так называемые аргоновые ионизационные детекторы газовой хроматографии (см. разд. 16.7).

Прохождение α- или β-частиц через инертный газ сопровождается не только ионизацией, но и потерей энергии этими частицами на возбуждение атомов аргона до метастабильного состояния, которое отличается значительно большим временем пребывания в возбужденном состоянии по сравнению с атомами и молекулами других газов.

Так, время пребывания атомов аргона в метастабильном состоянии составляет до 0,1 с, а продолжительность жизни обычных возбужденных атомов 10^{-8}—10^{-7}с.

При высокой напряженности электрического поля свободные электроны, появившиеся в результате ионизации, набирают при движении к аноду энергию, достаточную для возбуждения других нейтральных атомов аргона, что значительно повышает концентрацию метастабильных атомов. Потенциалы возбуждения метастабильных состояний для аргона составляют 11,3; 11,6 эВ.

Эту энергию атом аргона может передавать при столкновении атому или молекуле другого газа. Если потенциал ионизации последнего ниже потенциала метастабильного возбуждения, то велика вероятность ионизации этого газа, что сопровождается увеличением тока ионизационного детектора.

Обычно ионизационная камера для газового анализа выполняется цилиндрической формы с коаксиальными электродами. Требования к качеству изоляционного материала, разделяющего электроды, высокие. Обычно в качестве диэлектрика применяют фторопласт, янтарь и др.

При измерении концентрации электроотрицательных газов следует в качестве анода использовать центральный электрод. Поток α-частиц с помощью щелевого коллиматора (рис. 16.20) направлен вдоль поверхности катода. При этом ионизация газа в основном происходит в прикатодной области, что увеличивает протяженность пути перемещения свободных электронов из этой области до анода [2].

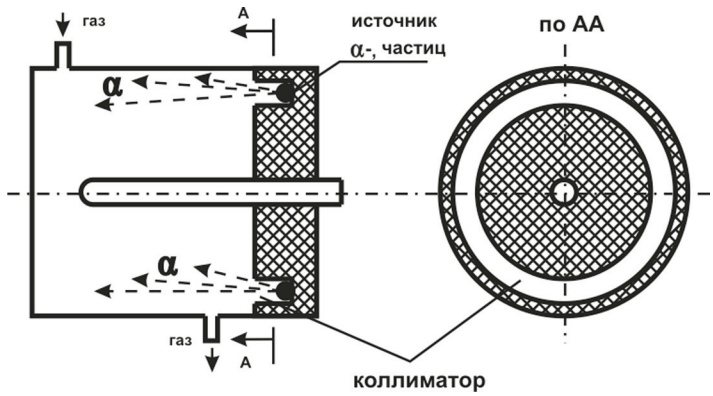


Рис. 16.20. Датчик ионизационного газоанализатора с щелевым коллиматором потока α-частиц

Это приводит к повышению вероятности захвата электронов молекулами электроотрицательного газа. Относительная чувствительность датчика возрастает.

В качестве источников корпускулярного излучения применяют естественные радиоактивные изотопы.

Фотоионизационные газоанализаторы

Для непосредственной ионизации молекулы газа квантом света необходимо выполнение известного условия

$$h\ \frac{C}{\lambda} > A,$$

где h — постоянная Планка; λ — длина волны; C — скорость света; A — работа ионизации.

Если λ измерять в нанометрах, A в эВ, то это условие можно записать в виде

$$\lambda < \frac{1234}{A}.$$

Наименьшее значение работы ионизации имеют пары щелочных металлов. Так, для цезия A = 3,88 эВ.

Таким образом, для ионизации этого элемента потребуется излучение с длинной волны, равной 318,4 нм. Это ультрафиолетовое излучение.

Но такой малой работой ионизации обладают лишь пары некоторых металлов. Остальные газы не могут быть непосредственно ионизированы ультрафиолетовым излучением.

Однако возможен механизм ступенчатой фотоионизации. Первый квант возбуждает нейтральную молекулу, второй квант, если молекула не успела перейти в нормальное состояние, добавляет энергию, достаточную для ионизации.

Термическая ионизация газа

Метод термической ионизации газа положен в основу работы пламенно-ионизационных детекторов, нашедших широкое применение особенно в газовой хроматографии (см. разд. 16.7).

В ионизационной камере (рис. 16.21) установлена миниатюрная газовая горелка, в которую обычно подается чистый водород.

Механизм ионизации газа в водородном пламени до конца не выяснен. Поэтому можно встретить термин «химическая ионизация» газа. Однако точно установлено, что если в зону горения поступает анализируемый газ, содержащий соединения углеводородов, то ионный ток камеры значительно увеличивается. Обычно увеличение тока пропорционально количеству атомов углерода в молекуле углеводородов.

Пламенно-ионизационный детектор нечувствителен к неорганическим веществам, к соединениям серы, CO, CO_2, O_2 и всем инертным газам.

Обычно расход водорода составляет порядка 20…30 $\frac{\text{см}^3}{\text{мин}}$.

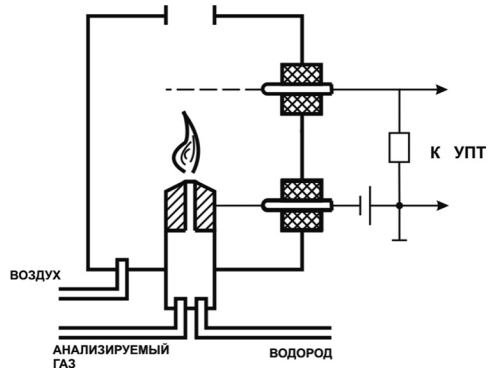


Рис. 16.21. Схема пламенно-ионизационного детектора

Поступающий в камеру воздух, поддерживающий горение водорода, должен быть достаточно чистым, так как чувствительность пламенно-ионизационного детектора весьма высока и порог обнаружения составляет 10^{-12} мг углеводородов, поступающих в секунду в ионизационную камеру.

16.7. Хроматографические газоанализаторы

Хроматографический метод разделения анализируемых смесей был предложен в 1903 г. М.С. Цветом для анализа растительных пигментов, что и определило само название метода. Газовая хроматография как одна из разновидностей хроматографического метода является самым универсальным средством для анализа многокомпонентных газовых смесей. Газовые хроматографы — это сложные лабораторные установки с достаточно продолжительным циклом анализа (десятки минут), что создает определенные трудности при создании промышленных приборов для управления технологическими процессами [4, 6, 7, 9, 15, 16].

Абсорбция газа в жидкости и адсорбция его на поверхности твердого тела зависят от свойств газа, жидкости и твердого адсорбента, а также от температуры, давления и концентрации газа в газовой смеси.

Статика абсорбционных процессов описывается известным законом Генри:

$$C = \Gamma P, \tag{16.14}$$

где P — парциальное давление газа над поверхностью сорбента; C — концентрация адсорбированного газа; Γ — коэффициент Генри, зависящий от природы газа, температуры и свойств сорбента.

Кинетика, т.е. скорость сорбционных процессов, также зависит от свойств газа и самого сорбента. Поэтому если в длинную трубку, выполняющую функции разделительной колонки, поместить сорбент и впустить небольшую порцию двухкомпонентной газовой смеси, состоящей из газов А и В (рис. 16.22), то в соответствии с (16.14) установится равновесие между взаимообратимыми процессами сорбции и десорбции.

Объем пробы достаточно мал по сравнению с количеством сорбента, т.е. сорбционная емкость последнего достаточна для поглощения газов А и В, и каждый из компонентов не препятствует другому в этом процессе.

Если теперь эту порцию «проталкивать» через колонку с помощью какого-то газа-носителя, достаточно инертного по отношению к сорбенту, то неадсорбированная порция газов А и В сместится в колонке к свободному участку 2 сорбента (рис. 16.22) и сорбционное равновесие нарушится. Поэтому свободный участок 2 сорбента начинает поглощать молекулы газа А и В, а ранее поглощенные молекулы покидают сорбент на участке 1.

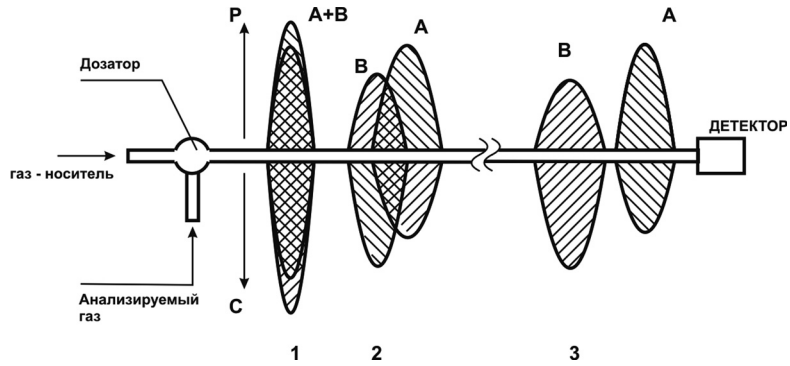


Рис. 16.22. Динамика продвижения двухкомпонентной порции в разделительной колонке

Так как кинетика сорбционных процессов индивидуальна для каждого газа, то компонент, обладающий большой скоростью сорбции—десорбции, сместится быстрее и дальше в направлении потока газа-носителя.

На рис. 16.22 условно показаны фазы продвижения газов А и В в фиксированные моменты прохождения участков 1, 2 и 3 разделительной хроматографической колонки. В общем случае продвижения пробы до полного разделения на компоненты и потом перемещение каждого компонента в отдельности происходят со скоростью U меньше, чем скорость газа-носителя U_Γ

$$U_A = \frac{U_\Gamma}{\Gamma_A}, \tag{16.15}$$

где Γ_A — коэффициент Генри для газа А; U_A — скорость газа А.

Коэффициент Генри можно найти по изотермам абсорбции (рис. 16.23).

При постоянной температуре для малых концентраций C, т.е. в области линейного участка изотермы:

$$\Gamma = \frac{C}{P}.$$

Из (16.15) следует, что при постоянной температуре каждый компонент, переносимый газом-носителем, движется вдоль поверхности сорбента с характерной для него скоростью и появляется на выходе колонки в определенный момент времени.

В зависимости от типа сорбента различают газоадсорбционную и газожидкостную хроматографию. В первом варианте адсорбентом служат различные пористые материалы: активированный уголь, силикагель, алюмосиликаты и др. Более предпочтительной является газожидкостная хроматография [4, 6, 9].

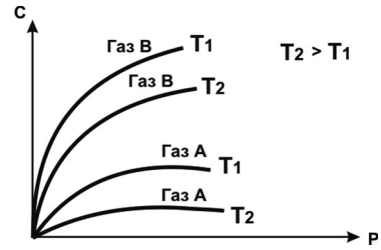


Рис. 16.23. Изотермы абсорбции газов A и B при температурах T_1 и T_2

При этом в качестве абсорбента применяют различные нелетучие растворители (сложные органические эфиры, высшие парафиновые углеводороды и др.), нанесенные на инертный материал (кирпич, диатомит, и др.) или просто на стенки тонкого капилляра.

Длина хроматографической колонки от нескольких до 500 метров (в капиллярной хроматографии).

Описанный выше процесс продвижения пробы газа с помощью газа-носителя называют **проявительным**. Этому методу отдают предпочтение при разработке газоанализаторов промышленного назначения. Газом-носителем служат инертные газы, азот, водород, двуокись углерода и чистый воздух.

Стабильность температуры разделительной колонки и скорости газа-носителя, постоянство его состава, точность дозировки пробы анализируемой газовой смеси, сохранность свойств сорбента — все эти факторы влияют на точность анализа.

Обычно разделительная колонка укладывается в виде спирали в термостатированной камере.

На выходе колонки установлен детектор, т.е. датчик количества компонентов газовой смеси на фоне газа-носителя. Записанная в ходе анализа регистратором зависимость сигналов детектора от времени называется хроматограммой (рис. 16.24). Площадь пика пропорциональна массе компонента в газовой смеси.

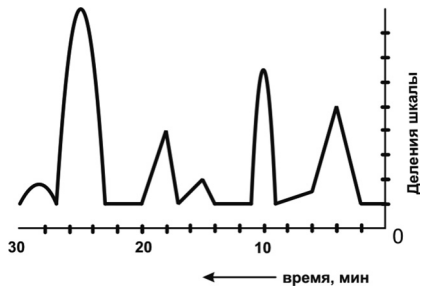


Рис. 16.24. Схематичное изображение хроматограммы

К детекторам предъявляются специфические требования в отношении универсальности (т.е. неизбирательности) и, по возможности, равной чувствительности ко всем компонентам (если стоит задача полного выявления всех составляющих газовой смеси). Таким требованиям отвечают термокондуктометрические, термохимические, пламенно-ионизационные и ионизационные детекторы [4, 6, 9].

При использовании любых детекторов стремятся уменьшить объем полости датчика, заполняемой газом-носителем с примесью одного из компонентов анализируемой смеси, до минимально возможного, что приводит к увеличению чувствительности и селективности по отношению к двум соседним компонентам. Действительно, если принять объем какого-то компонента равным объему полости датчика, то в момент прохождения через датчик этого компонента его концентрация на фоне газа-носителя составит почти 100%. При большом объеме возможен вариант, когда соседние (по времени выхода из колонки) компоненты смешиваются с газом-носителем в полости датчика, что делает невозможным их идентификацию.

Детекторы по теплопроводности обычно содержат четыре чувствительных элемента (по аналогии с рис. 16.3). Все элементы — проточные. Два из них — рабочие и установлены на выходе хроматографической колонки. Другая пара — сравнительные элементы. Через них пропускают газ-носитель до входа в колонку. В качестве газа-носителя рекомендуется применять водород или гелий ввиду значительного отличия по теплопроводности от других газов. Порог обнаружения таких детекторов составляет $2 \cdot 10^{-3}\%$ (по пропану).

Для пламенно-ионизационного детектора в качестве газа-носителя используют негорючие газы (аргон, азот) и для питания горелки — водород.

В ионизационных детекторах газом-носителем обычно служат аргон, азот, неон, водород. Эти детекторы применяют для определения содержания электроотрицательных газов на фоне электроположительного газа-носителя (азот, аргон, неон). В этом случае ионизационная камера работает на линейном участке вольт-амперной характеристики.

На участке насыщения (рис. 16.19, *б*) на фоне газа-носителя с малой относительной ионизацией (гелий, водород) поддаются идентификации большинство известных газов при условии, что пробег ионизирующих частиц меньше размеров камеры.

На участке возникновения газового усиления на фоне аргона, используемого в качестве газа-носителя, возможна регистрация газов, потенциал ионизации которых меньше потенциала возбуждения метастабильного состояния атомов аргона.

По чувствительности эти детекторы незначительно уступают пламенно-ионизационным.

Вместо аргона иногда применяют гелий, потенциал возбуждения метастабильного состояния у которого 20,8 эВ. Но применение гелия возможно лишь при очень высокой степени его очистки, так как большинство газов, в том числе компоненты воздуха, имеют более низкий потенциал ионизации.

Ионизационные детекторы обычно собирают по дифференциальной схеме из двух ионизационных камер, установленных до и после хроматографической колонки.

16.8. Масс-спектрометрические газоанализаторы

Масс-спектрометрические газоанализаторы основаны на разделении компонентов смеси, подвергнутых ионизации, в вакууме под действием магнитных и электрических полей [9, 19].

В условиях высокого разряжения (10^{-4}—10^{-5} Па) атомы или молекулы газа подвергаются ионизации. Положительно заряженные ионы, ускоренные электрическим полем, попадают в магнитное или высокочастотное электрическое поле, где разделяются по массам. По величине ионного тока определяют концентрацию соответствующего компонента.

Масс-спектрометрическое оборудование самое сложное в ряду аналитических приборов и предназначено в основном для лабораторных целей.

Известно большое разнообразие способов разделения ионных пучков: в однородном или неоднородном магнитном поле с аксиальной симметрией; по времени пролета в пространстве свободным от воздействия магнитных и электрических полей; в пространственно совмещенных магнитном и электрическом полях; в высокочастотных электрических полях, создаваемых многосеточной системой; в поперечном магнитном поле и др. [9, 19].

Разделение ионов в однородном поперечном магнитном поле

Наиболее широкое применение получили газоанализаторы с разделением ионов в поперечном однородном магнитном поле (рис. 16.25).

В ионизационной камере 1 анализируемая проба газовой смеси при бомбардировке пучком электронов, испускаемых катодом 2, ионизируется. Под действием напряжения U ионы приобретают ускорение и вылетают через щель камеры со скоростью V в виде сформированного ионного пучка с углом расходимости 2α. Попадая в магнитное поле H секторной формы, ионы различной массы движутся по круговым траекториям различного радиуса r, отклоняясь от первоначального направления. Направление вектора напряженности H магнитного поля перпендикулярно плоскости чертежа.

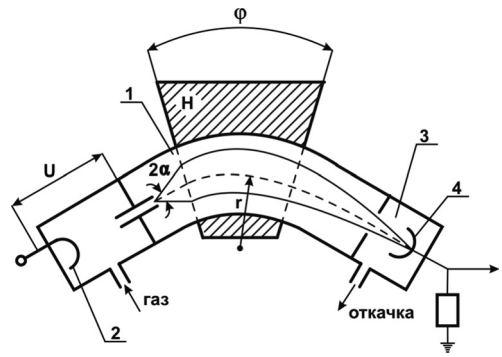


Рис. 16.25. Схема разделения ионного пучка в поперечном магнитном поле

На каждый однократно заряженный ион с массой m действует пара сил: центробежная $F_1 = \dfrac{mV^2}{r}$ и сила $F_2 = HeV$ (e — заряд электрона).

Условия равновесия этих сил

$$F_1 = F_2, \text{ т.е. } \frac{mV^2}{r} = HeV. \qquad (16.16)$$

С другой стороны, ионы, имеющие одинаковый заряд, покидая ионизационную камеру под действием напряжения U, приобретают равную энергию eU.

Следовательно,

$$eU = \frac{mV^2}{2}. \tag{16.17}$$

Из (16.16) и (16.17) можно найти радиус r кривизны траектории ионов:

$$r = \frac{1}{H}\sqrt{\frac{2mU}{e}}. \tag{16.18}$$

При надлежащей форме магнитных полюсов (угол φ) и расположения приемника ионов 3, ионы одной и той же массы, несмотря на начальный угол расходимости 2α, фокусируются в плоскости входной щели приемника. Ионы других масс фокусируются в других точках.

Ионы, попадая в приемник, нейтрализуются на коллекторе 4 и создают в его цепи электрический ток (10^{-18}–10^{-8} А), усиливаемый и регистрируемый соответствующей измерительной схемой.

Меняя H и U, управляют траекториями движения ионов, что позволяет последовательно направлять в приемник ионы различной массы и раздельно регистрировать все составляющие ионного пучка.

Времяпролетные масс-спектрометрические газоанализаторы

Приборы этого типа значительно проще по конструкции, что позволяет применять их в промышленности [9, 19].

Принцип действия этого типа газоанализаторов основан на разделении положительных ионов, образующихся в источнике ионов, по времени их пролета через полость камеры, выполненной в виде трубы, длиною 0,3—0,5 м (рис. 16.26).

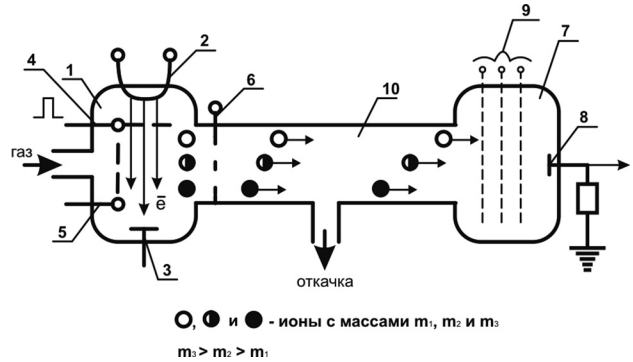


Рис. 16.26. Упрощенная схема времяпролетного масс-спектрометрического газоанализатора

Анализируемый газ поступает в ионизационную камеру *1*. Катод *2* эмиттирует поток электронов, устремляющихся к аноду *3*. На сетку *4* подается импульсное напряжение, модулирующее поток электронов с высокой частотой 1...10 мГц, т.е. с такой же частотой происходит ионизация молекул и газа [9].

По окончанию действия модулирующего импульса на электрод *5* подается положительный импульс, под действием электрического поля которого поло-

жительные ионы выталкиваются из зоны ионизации, попадают в ускорительный промежуток, где под действием отрицательного потенциала U, приложенного к сетке 6, ионы вылетают в пространство свободного дрейфа с энергией (для однократно заряженного иона) eU.

В соответствии с (16.17) скорость иона будет при прочих равных условиях определяться его массой m:

$$V = \sqrt{\frac{2Ue}{m}}. \qquad (16.19)$$

Следовательно, более легкие ионы будут двигаться по камере 10 быстрее тяжелых и раньше достигнут приемника 7.

Группы ионов, поочередно попадая на коллектор 8, создают ток, пропорциональный количеству ионов.

С сопротивления R сигнал поступает на усилитель постоянного тока с последующей регистрацией.

Перед коллектором установлена группа сеток, на которые подаются в соответствующие моменты времени, синхронные с моментом вхождения ионов в камеру, импульсы напряжений, что создает условия для поочередной регистрации ионов с любым массовым показателем.

Камера 10 тщательно экранирована от действия внешних магнитных и электрических полей.

Радиочастотные масс-спектрометрические газоанализаторы

Разделение ионов по массам в этих приборах производится в пространстве камеры 1 (рис. 16.27) без участия магнитного поля.

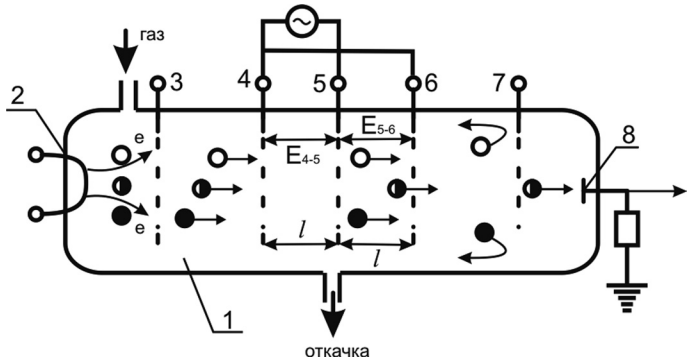


Рис. 16.27. Упрощенная схема радиочастотного масс-спектрометра

Газовая смесь ионизируется потоком электронов, испускаемых катодом *2*. Положительные ионы ускоряются электрическим полем, создаваемым напряжением, приложенным между сеткой *3* и катодом, и летят к трехсеточному каскаду (сетки *4*, *5* и *6*) в соответствии с (16.19) с разными скоростями. Более легкие ионы первыми пересекают сетку *4*. Сетки каскада имеют высокую прозрачность (тонкий провод, большой шаг). На все три сетки подается постоян-

ное отрицательное ускоряющее напряжение, а на среднюю сетку *5* — высокочастотное напряжение с частотой f. При этом в пространствах между сетками *4-5* и *5-6* будут действовать электрические поля с той же частотой, равные по величине (так как расстояния l между сетками одинаковые), но в противоположных направлениях:

$$E_{4-5} = \frac{U}{l}\sin(\omega t + \varphi),$$

$$E_{5-6} = -\frac{U}{l}\sin(\omega t + \varphi),$$

где ω — угловая частота ($\omega = 2\pi f$); U — амплитуда переменного напряжения; φ — фаза колебаний относительно момента времени подхода иона к сетке *4*.

Поэтому каждый ион, входящий в пространство трехсеточного каскада в зависимости от фазы φ, ускоряется или замедляется.

Максимальный прирост энергии наблюдается при выполнении условия:

$$\frac{\omega l}{V} + \varphi = \pi.$$

После трехсеточного каскада установлена задерживающая сетка *7*. На нее подается такой положительный потенциал, что его способны преодолеть только те ионы, которые получили максимальный прирост энергии. Эти ионы достигают коллектора *8,* создают ионный ток, величина которого пропорциональна концентрации исследуемого компонента. Изменяя f, можно получить развертку спектра масс-анализируемого газа.

Обычно на пути движения ионов устанавливают от 2 до 5 трехсеточных каскадов.

Радиочастотные масс-спектрометрические газоанализаторы характеризуются высокой чувствительностью (10^{-3}%), компактностью и выпускаются для промышленных измерений [9, 15, 19].

16.9. Акустические газоанализаторы

Акустические газоанализаторы основаны на явлении зависимости скорости распространения звука V в газе от свойств среды

$$V = \sqrt{\frac{\gamma RT}{\rho}} = \sqrt{\frac{\gamma RT}{kM}},$$

где γ — отношение удельных теплоемкостей газа при постоянном давлении и при постоянном объеме; R — универсальная газовая постоянная; ρ — плотность газа; M — молекулярный вес; T — абсолютная температура; k — коэффициент пропорциональности.

Скорость V в смеси двух газов является однозначной функцией ее плотности. Поэтому она может служить мерой концентрации для бинарной или псевдобинарной газовой смеси.

В табл. 16.3 приведены значения скорости звука для некоторых газов.

Таблица 16.3. Скорость звука V в газах при T = 273 K

Газ	V, м/с	Газ	V, м/с
Азот N_2	334	Окись углерода CO	338
Аммиак NH_3	415	Двуокись углерода CO_2	259
Водород H_2	1284	Хлор Cl	206
Гелий He	965	Хлористый водород HCl	296
Закись азота NO	263	Этилен C_2H_4	317
Окись азота NO_2 При T = 283 K	324	Этан C_2H_6 При T = 283 K	308
Кислород O_2	316	Аргон Ar	319
Метан CH_4	430	Сероводород H_2S	289

Как видно из таблицы, за исключением водорода и гелия, другие газы различаются между собой по акустическим свойствам незначительно. Метод является неизбирательным, что не способствует его развитию и широкому применению. Тем более, для газов, имеющих значительные отклонения в скорости звука по сравнению с воздухом (водород, гелий, хлор), существуют высокоизбирательные методы и приборы [9].

Информацию о серийно выпускаемых газоанализаторах можно найти на сайтах фирм-производителей [20—25].

Литература

1. Аш. Ж. и др. Датчики измерительных систем. — М.: Мир — 1992. — 500 с.
2. А.с. 177681 (СССР). Датчик ионизационно импульсного газоанализатора / Минаев И.Г. и др. Б.и. 1965 №1.
3. Байбаков Ф.Б., Шарапов В.М. Контроль примесей в сжатых газах. — М.: Химия, 1989. — 160 с.
4. Ваня Я. Анализаторы жидкостей и газов. — М.: Энергия, 1970. — 552 с.
5. Вечкасов И.С. и др. Приборы и методы анализа в ближайшей инфракрасной области. — М.: Химия, 1977. — 180 с.
6. Другов Ю.С., Березкин В.Г. Газохроматографический анализ загрязненного воздуха. — М.: Химия, 1981. — 254 с.
7. Измерения в промышленности. Справ. изд. в 3-х кн. Кн. 3 Способы измерения и аппаратура: Пер. с нем. / Под ред. Профоса П. — 2-е изд., перераб. и доп. — М.: Металлургия, 1990. — 344 с.
8. Клименко А.П. Методы и приборы для измерения концентраций пыли. — М.: Химия, 1978. — 207 с.
9. Павленко В.А. Газоанализаторы. — М.-Л.: Машиностроение, 1965. — 296 с.
10. Патент РФ № 2262684. Оптический абсорбционный газоанализатор. G01N21/61 /Петров А.А., Писаревский М.С. Опубл. 20.10.2005. Бюл. №28.
11. Патент РФ № 2287803. Многокомпонентный газоанализатор ИК диапазона G01N21/35 / Максютенко М.А. и др. Опубл. 20. 11. 2006. Бюл. 24.

12. Патент РФ № 2082960. Лазерный газоанализатор G01N21/37 /Игнатьев Г.Н. и др. Опубл. 23.03.1997. Бюл. 4.
13. Патент РФ № 2278371 Оптический газоанализатор G01N21/61 /Карасевич А.М. и др. Опубл. 20.06.2006. Бюл. № 12.
14. Патент РФ 2207546 Фототермоакустический газоанализатор G01N21/61 /Азбукин А.А. и др. Опубл. 27.06.2003. Бюл № 12.
15. Перегуд Е.А., Горелик Д.О. Инструментальные методы контроля загрязнений атмосферы. — Л.: Химия, 1981. — 297 с.
16. Перегуд Е.А. Химический анализ воздуха. — Л.: Химия, 1976. — 326 с.
17. Тхоржевский В.П. Автоматический анализ газов и жидкостей на химических предприятиях. — М.: Химия, 1986. — 272 с.
18. Уорк К., Уорнер С.М. Загрязнение воздуха. Источники и контроль. — М.: Мир, 1980. — 539 с.
19. Физические методы анализа следов элементов: Пер. с англ. / Под ред. Алимарина И.П. — М.: Мир, 1967. — 416 с.
20. www.elpapiezo.ru.
21. www.sktbelpa.ru
22. www.akhtuba.vistcom.ru
23. www.mechinindustry.ru
24. www.alttpp.ru

ГЛАВА 17

ДАТЧИКИ ВЛАЖНОСТИ

17.1. Общие сведения

Определение влажности твердых материалов, жидкостей и газов необходимо почти во всех отраслях народного хозяйства, в метеорологии, в научных исследованиях, связанных со многими областями знаний [6].

Влажность — один из важных показателей качества.

Контроль влажности материалов важен не только с позиций технологических требований к осуществлению каких-либо процессов и режимов (обработки, прессовки, хранения и т.д.), но является порой решающим экономическим фактором, так как расчеты за сырье обычно проводятся по его весу и ошибка, например, на 5% при измерении влагосодержания насыпного продукта в пятидесятитонном товарном железнодорожном вагоне равносильна ошибке в 2,5 т самого возможно весьма дорогого продукта

У влагомеров нижний предел измерений может исчисляться тысячными долями процента (влажность трансформаторного масла), и верхний предел может быть близок к 100%. Например в растениях и других биологических объектах, содержащих воду в количестве 50—80% от общей массы.

В зависимости от агрегатного состояния вещества различают методы измерения влажности:

— твердых и, в частности, сыпучих тел;
— жидкостей;
— газов и, в частности, воздуха.

Методы измерения влажности принято делить на прямые и косвенные. В прямых методах производится непосредственное разделение материала на сухое вещество и влагу. В косвенных методах измеряется величина, функционально связанная с влажностью материала. Косвенные методы требуют предварительной калибровки для установления зависимости между влажностью материала и измеряемой физической величиной.

17.2. Методы измерения влажности твердых тел и жидкостей

Влага в твердых телах и жидкостях

Содержащие влагу материалы представляют собой многокомпонентные гетерогенные системы, в которых один из компонентов (вода) может находиться в различных фазовых состояниях. При измерениях влажности необходимо принимать во внимание физико-химические свойства системы, которые опре-

деляются свойствами твердого скелета материала, количеством и свойствами влаги [11].

В понятие влажности не входит содержание в материале химически связанной, т.е. конституционной воды, входящей в молекулы тканиевых белков, жиров и углеводов, или кристалогидратной воды. Например, в медном купоросе — $CuSO_4 \cdot 5H_2O$.

Так называемая «капельная вода» (сырость), попадающая на твердые материалы в результате их опрыскивания, может свободно стекать с объекта под действием силы тяжести и поэтому также не подлежит контролю.

Между влажностью объекта и влажностью воздуха устанавливается динамическое равновесие, которое определяется гигроскопическими свойствами вещества и графически может быть представлено изотермами сорбции (см. п. 16.7).

Изотермы сорбции, полученные при повышении влажности воздуха, отличаются от изотерм десорбции, получаемых при снижении его влажности, наличием гигроскопического гистерезиса, который вызван расходом энергии, необходимой для разрыва связей молекул воды.

Величина этого гистерезиса служит пределом точности для гигроскопических методов измерения влажности и обычно указывается в технических условиях.

Единицы измерения влагосодержания

Наиболее распространенными являются две величины: влагосодержание и влажность. Обе являются относительными и выражаются в безразмерных единицах. Применяются также наименования: абсолютная влажность (вместо влагосодержания) и относительная влажность (вместо влажности).

Под влагосодержанием (массовым) u понимается отношение массы влаги M, содержащейся в теле, к массе абсолютно сухого тела M_0:

$$u = \frac{M}{M_0}. \tag{17.1}$$

Под влажностью (массовой) W понимается отношение массы влаги M, содержащейся в теле, к массе влажного материала M_1:

$$W = \frac{M}{M_1} = \frac{M}{M_0 + M}. \tag{17.2}$$

Для указания содержания влаги в материале может быть применена любая из этих величин. Переход от одной величины к другой может быть осуществлен по соотношениям:

$$\left.\begin{aligned} W &= \frac{u}{1+u} \\ u &= \frac{W}{1-W} \end{aligned}\right\}. \tag{17.3}$$

В некоторых случаях, например при измерении влажности почв, пользуются величинами, характеризующими содержание воды в единице объема материала. По аналогии с приведенными выше величинами можно различать:

— объемную влажность

$$W_{об} = \frac{M}{V} = \frac{V_B}{V}\rho_B = W\rho; \tag{17.4}$$

— объемное влагосодержание

$$u_{об}\frac{M}{V_0} = \frac{V_B}{V_0}\rho_B = u\rho_0, \tag{17.5}$$

где V, V_0, V_B, ρ, ρ_0, ρ_B — объем и плотность влажного, абсолютно сухого материала и воды. Объемные влажность и влагосодержание имеют размерность плотности.

Наиболее распространенным прямым методом является **метод высушивания** (термогравиметрический), заключающийся в воздушно-тепловой сушке образца материала до достижения равновесия с окружающей средой. Это равновесие условно считается равнозначным полному удалению влаги. На практике применяется высушивание до постоянного веса. Термогравиметрический метод обычно используется как образцовый при градуировке влагомеров, в принцип работы которых заложены различные физические методы, основанные на преобразовании влажности в другую физическую или физико-химическую величину, более удобную для измерения и дальнейших преобразований. Характер измеряемого свойства может служить основным признаком для классификации физических методов измерения влажности.

Если изначально метод высушивания применялся исключительно как лабораторный с большим объемом ручных операций и вычислительных процедур, то в настоящее время выпускаются полностью автоматические приборы, требующие лишь единственное вмешательство оператора — загрузку порции контролируемого продукта в измерительную камеру прибора.

Например, инфракрасный влагомер FD-610 фирмы Kett (Япония) (рис. 17.1). Источник нагревания — инфракрасная лампа (185 Вт). Масса пробы от 5 до 70 г. Погрешность ±0,1%. Регистрация на цифровом дисплее.

(Термин «инфракрасный» относится не к методу измерения, а только к способу нагрева и высушивания контролируемого материала.)

Придерживаясь рекомендаций [18], можно указать основные косвенные методы измерения содержания влаги в твердых и жидких объектах, используемые в технике:

— электрические;
— спектрометрические;
— изотопные.

Строго говоря, все эти методы относятся к области электрических измерений неэлектрических величин.

Однако название первой группы методов подчеркивает одноступенчатый механизм преобразования первичной физической величины — влажности в электрический параметр. К этой группе принадлежат кондуктометрический, диэлькометрический и микроволновой методы.



Рис. 17.1. Инфракрасный влагомер FD610

Кондуктометрический метод

Влагосодержащие материалы, являясь в сухом виде диэлектриками с удельным объемным сопротивлением $\rho_v = 10^{10}—10^{15}$ ом·см и выше, в результате увлажнения становятся электропроводными. Величина ρ_v понижается до $10^{-2}—10^{-3}$ ом·см. Удельное сопротивление изменяется, следовательно, в зависимости от влажности в чрезвычайно широком диапазоне, охватывающем 12—18 порядков.

По данным [22], зависимость электрического сопротивления R от влагосодержания u (в процентах) выражается показательной функцией:

$$R = \frac{A}{u^n}, \tag{17.6}$$

где A — постоянная, определяемая размерами объекта измерения и содержанием в нем солей; n — показатель, зависящий от структуры и природы испытуемого вещества ($8 \leqslant n \leqslant 17$).

Надо полагать, что выражение 17.6 справедливо для измерений на постоянном или низкочастотном токе.

Неоднородность диэлектрика, наличие в нем влаги сказывается не только на величине удельной проводимости, но и на качественных особенностях электропроводности: на ‘ее зависимости от напряженности электрического поля и температуры. Проводимость таких материалов не является чисто ионной. Электропроводность твердого материала определяется электролитами, растворенными в воде; эти электролиты содержатся главным образом в самом материале. При этом характер зависимости удельной электропроводности материала от содержания влаги определяется распределением влаги в нем, зависящим в свою очередь от пористой структуры материала, формы пор, их размеров и характера распределения.

Диапазон измерения ограничен областью гигроскопичности материалов.

Диэлькометрический метод

В диэлькометрическом методе чаще всего используются средневолновый и коротковолновый ($f = 0{,}3 \div 30$ Мгц) диапазоны частот или сверхвысокие частоты (СВЧ). В первом случае геометрические размеры датчиков и других элементов измерительных цепей значительно меньше длины волны и их можно рассматривать как системы с сосредоточенными параметрами. При измерениях в области дециметровых, сантиметровых и миллиметровых волн приходится рассматривать системы с распределенными параметрами. Практически существует также промежуточная область частот. Предельной частотой для систем с сосредоточенными параметрами можно считать 100 Мгц. (Более подробно см. п. 20.5.1.)

Поведение диэлектрика в электромагнитном поле характеризуется макроскопическими величинами комплексных диэлектрической ε^* и магнитной μ^* проницаемостей. У влажных материалов, не содержащих ферромагнетиков, величина $\mu^* \approx \mu_0$ (магнитной проницаемости пустоты) и их электрические свойства в слабых переменных электрических полях можно описать двумя параметрами, связанными с ε^*. При измерениях влажности используются следующие пары величин:

— вещественная ε' и мнимая ε'' составляющие комплексной диэлектрической проницаемости $\varepsilon^* = \varepsilon' - j\,\varepsilon''$;

— диэлектрическая проницаемость ε и тангенс угла диэлектрических потерь $\operatorname{tg}\delta$;

— диэлектрическая проницаемость ε и удельная проводимость (точнее, ее активная составляющая) σ.

Диэлектрическая проницаемость ε и $\operatorname{tg}\delta$ воды зависят от частоты (табл. 17.1) и агрегатного состояния.

Таблица 17.1. ε и $\operatorname{tg}\delta$ воды

Параметр воды при 25 °С	Частота, гц							
	10^5	10^6	10^7	10^8	$3\cdot10^8$	$3\cdot10^9$	10^{10}	$2{,}5\cdot10^{10}$
ε	78,2	78,2	78,2	78,0	77,5	76,7	55	34
$10^4\operatorname{tg}\delta$	4 000	400	46	50	160	1570	5400	2650

Диэлектрическая проницаемость льда составляет величину $\varepsilon \approx 3$.

Диэлектрическая проницаемость твердых и жидких веществ находится в пределах от 1 до 10.

Наличие влаги оказывает большое влияние на поляризацию неоднородных диэлектриков сложного состава, какими являются влажные материалы.

Схема замещения емкостного датчика влажности показана на рис. 17.2.

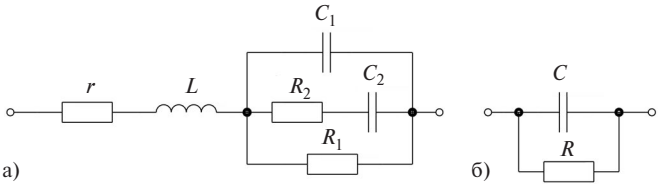


Рис. 17.2. Схемы замещения емкостного датчика влажности: а — полная схема; б — упрощенная схема

На этой схеме: r — активное сопротивление электродов; L — паразитная индуктивность датчика; $C_1 = C + C_э$ — равна сумме рабочей и паразитной емкостей датчика и емкости электронной поляризации; C_2 — емкость, создаваемая остальными видами поляризации; R_1 — сопротивление сквозному току; R_2 — эквивалентное сопротивление различных видов потерь.

При работе на частотах ниже 25—30 мГц роль индуктивного сопротивления незначительна и индуктивность L можно исключить из схемы; можно также пренебречь сопротивлением r, так как обычно $r << R$. Схема сводится к схеме замещения исследуемого материала. Если объединить в ней все емкости, а суммарное сопротивление потерь обозначить через R, получим упрощенную параллельную схему (рис. 17.2, *б*), состоящую из емкости C без потерь, шунтированной активным сопротивлением R.

Микроволновые или СВЧ-влагомеры подробно рассмотрены в гл. 20.

17.3. Датчики электрических влагомеров твердых и жидких тел

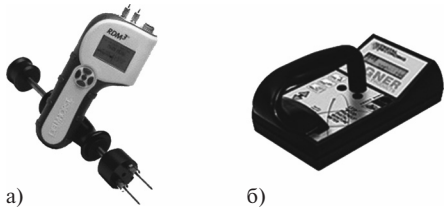
Датчики кондуктометрических и диэлькометрических влагомеров преобразуют электрические параметры твердых и жидких материалов (ρ, ε, $\operatorname{tg}\delta$) в электрическую величину: омическое сопротивление, емкость, активное, реактивное или полное сопротивление в цепи переменного тока. Чувствительный элемент датчика — это электродное устройство, состоящее из двух или нескольких электродов, соединенных электрически в две группы, или из одного электрода, образующего с поверхностью нулевого потенциала («землей») систему двух проводящих тел.

Датчики влажности можно классифицировать по ряду признаков:

1) метод измерения, для которого предназначен датчик;
2) агрегатное состояние и внешняя структура анализируемых материалов;
3) условия работы влагомера — датчики для непрерывных или дискретных измерений;
4) способ подвода материала к чувствительному элементу (проточные и погружные датчики).

По принятой классификации следовало бы раздельно рассмотреть датчики кондуктометрические и диэлькометрические. Однако выходная величина датчика зависит от схемы и параметров электрического измерительного устройства, в которое он входит, от рода и частоты тока в этом устройстве. Один и тот же преобразователь с исследуемым материалом в междуэлектродном пространстве можно рассматривать как омическое сопротивление, если измерение производится в цепи постоянного тока, или как конденсатор при измерениях переменным током повышенной частоты. Исключение составляют датчики некоторых типов, специфические только для одного из методов: либо кондуктометрического, либо диэлькометрического.

Так, например, измеритель влажности древесины (рис. 17.3, *а*), основанный на измерении омического сопротивления участка древесины между двумя игольчатыми электродами датчика, вдавливаемыми в исследуемый объект на глубину 5÷10 мм, — классический кондуктометрический прибор.



а) б)

Рис. 17.3. Электрические влагомеры: а — кондуктометрический влагомер, б — диэлькометрический влагомер

Бесконтактный измеритель влажности древесины (рис. 17.3, *б*) имеет емкостный датчик с плоскими электродами, прилегающими к одной поверхности материала и расположенными в одной плоскости (компланарный датчик, см. также рис. 8.1, *д*).

При соприкосновении материала с электродами (изменяется краевая емкость датчика. Такие датчики именуют иногда конденсаторами с продольным или параллельным «внешним» полем, в отличие от обычных конденсаторов, у которых «внутреннее» поле направлено поперек материала, находящегося между обкладками. «Односторонние» датчи-

ки измеряют проводимость и емкость слоев материала, близких к поверхности. Напряженность поля в материале является функцией расстояния от контролируемой поверхности. Расчет датчиков этого типа рассматривается в [6].

Конструкции датчиков

Датчики для жидкостей имеют наиболее простую конструкцию, так как в них без дополнительных приспособлений обеспечивается однородное заполнение междуэлектродного пространства. На практике нашли применение датчики цилиндрические, плоские и с внешним полем (только в диэлькометрических влагомерах). Цилиндрические датчики, состоящие из металлического корпуса, который служит наружным электродом, и коаксиального внутреннего цилиндрического электрода, отличаются простотой конструкции и удобством сопряжения с трубопроводом.

Плоские многопластинчатые датчики имеют несколько металлических параллельных пластин, скрепленных с помощью изоляторов. Увеличивая число и площадь пластин и уменьшая зазор между ними, можно увеличить рабочую емкость и чувствительность датчика, например, для измерения низких влагосодержаний. Однако величина минимального зазора ограничена (это относится и к цилиндрическим датчикам) градиентом электрического поля, а также размерами дисперсных частиц. Ширина зазора должна превышать эти размеры не менее чем на два порядка. Кроме того, в плоских датчиках сложнее осуществить защитные покрытия электродов, в них возрастают утечки тока по поверхности изоляционных деталей, а при высокой влажности контролируемой жидкости возможно накопление воды в зазорах между электродами. Для контроля влажности диэлектрических жидкостей может быть использован проволочный датчик с высоким значением удельной емкости (см. рис. 8.2, *в*).

Датчики с внешними электродами выполняются чаще всего в виде сосуда (в проточных датчиках — отрезка трубы) из твердого диэлектрика, на внешней поверхности которого имеются электроды, большей частью кольцевые.

Датчики для сыпучих материалов

К сыпучим материалам относятся многочисленные дисперсные насыпные материалы. В зависимости от максимального размера (крупности) частиц их можно разделить на порошкообразные, зернистые и кусковые.

Основная проблема при выборе датчиков для работы с такими материалами связана с трудностью обеспечения постоянной плотности контролируемого продукта в полости измерительного преобразователя, особенно если измерения проводятся в потоке. Влияние плотности наиболее существенно для электрокондуктометрических датчиков. (На этом явлении работают угольные микрофоны!)

Приходится применять различные приемы для устранения или уменьшения этого влияния.

Для этих материалов разработано много конструкций датчиков:

а) с произвольной засыпкой сыпучего материала;

б) с самоуплотнением материала;

в) с принудительным уплотнением материала в междуэлектродном пространстве.

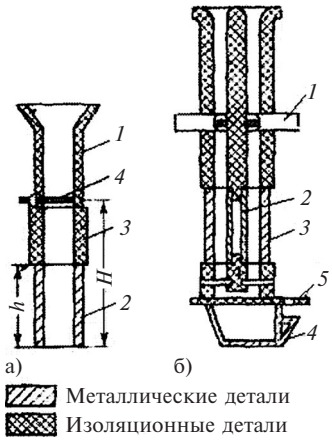


Рис. 17.4. Емкостные датчики с падением образца с постоянной высоты

Датчики с самоуплотнением нашли применение в диэлькометрических влагомерах для зернистых материалов. В таких датчиках междуэлектродное пространство заполняется образцом материала, падающим с определенной высоты под влиянием собственного веса.

Конструкция датчика этого типа показана на рис. 17.4, *а*, где *1* — бункер прямоугольного сечения для исследуемого образца; *2* — плоские прямоугольные металлические пластины конденсатора, переходящие в пластины *3* из изоляционного материала; *4* — поворотная заслонка, имеющая механизм с защелкой, который обеспечивает ее мгновенное открытие и падение образца в конденсатор с постоянной высоты *H*. Датчик рассчитан на постоянную навеску материала, заполняющую его на высоту, меньшую, чем высота пластин *2,* что обеспечивает постоянство краевой емкости.

В других датчиках (кондуктометрические влагомеры английской фирмы «Маркони» для измельченных порошкообразных материалов и др.) электродное устройство имеет два металлических концентрических электрода в форме мелкой чашечки и охватывающего ее кольца. Рабочие поверхности электродов расположены в одной плоскости. Благодаря этому взвешивания пробы материала не требуется; достаточно, чтобы объем образца был не меньше определенной величины. Образец испытывается при постоянном давлении (около 0,7 кгс/см^2), создаваемом ручным винтовым прессом.

Значительно реже, например, в диэлькометрическом влагомере для торфа, для уплотнения образца материала используется гидравлический пресс.

В некоторых конструкциях влагомеров перед измерениями зерно размалывается.

Для измерения в потоке обычно применяют проточные камеры емкостных влагомеров. Движение сыпучего материала через полость камеры можно обеспечить путем принудительной вибрации. На рис. 17.5 показаны возможные варианты этого принципа [1, 2, 3].

В варианте 17.5, *а* сыпучий материал в свободном падении заполняет вертикально установленную неподвижную трубу *1.*

Нижний конец трубы *1* опущен в чашу *2*, закрепленную на якоре электромагнитного вибратора *3.* Внутренний диаметр чаши *2* больше внешнего диаметра трубы *1*, и между нижним торцом и дном чаши оставлен зазор (5—25 мм), превышающий размер частиц сыпучего материала. На стенках чаши установлены поверхностные электроды *4* емкостного датчика. На трубе *1* закреплен конический козырек *5*, препятствующий попаданию падающего сыпучего продукта в чашу *2.* Под действием вибрации происходит псевдоожижение сыпучего материала и непрерывное его движение через полость емкостного датчика.

В варианте 17.5, *б* камера *6* выполнена в виде U-образной трубы с коленами различной длины. Камера закреплена на упругих подвесках *7* и соединена

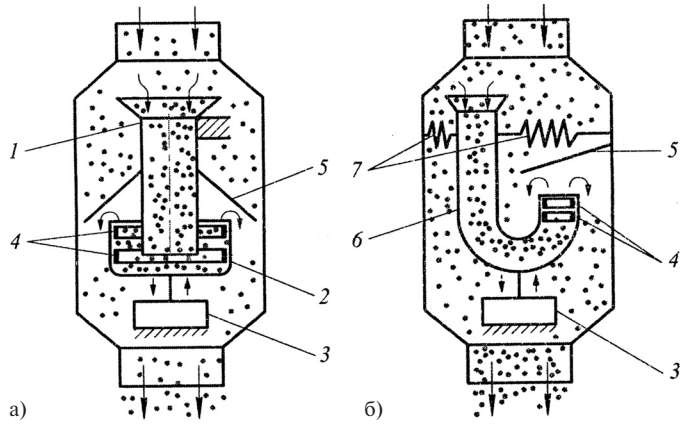


Рис. 17.5. Емкостные проточные датчики влажности сыпучего материла

с якорем вибратора *3*. Козырек *5* защищает короткий конец камеры *6* от потока сыпучего материала.

Управляя амплитудой вибрации, выбирая конструктивные параметры камер (внутренние диаметры трубы *1* и камеры *6*, зазор между дном чаши *2* и торцом трубы *1*, разность по высоте колен камер *6* и др.), можно обеспечить «течение» многих сыпучих материалов через измерительную полость с постоянной насыпной плотностью.

Более того, для материалов, обладающих значительной сквозной электропроводностью, можно уменьшить ее влияние на результат измерения, используя явления, возникающие при вертикальной вибрации сыпучего продукта [3]. При движении якоря электромагнитного вибратора вверх, т.е. против направления действия силы тяжести, происходит уплотнение частиц сыпучего материала; при движении якоря вниз — разрыхление, и контакт между частицами уменьшается. При этом значительно снижается сквозная электропроводность сыпучего материала. Если измерение емкости проводить именно в интервале времени движения якоря вниз, то влияние сквозной проводимости уменьшается.

Из спектометрических способов измерения влажности наибольшее применение получил инфракрасный метод:

— для жидкостей путем измерения поглощения излучения в проходящем свете;
— для твердых и сыпучих материалов за счет измерения отраженного от их поверхности излучения.

Инфракрасный влагомер для прозрачных жидкостей может быть реализован по схеме, представленной на рис. 16.11. Только в абсорбционную камеру *2* вместо газа помещают контролируемую жидкость.

Избирательные полосы поглощения влагой инфракрасной радиации — 1,47 или 1,94 мкм.



Рис. 17.6. Инфракрасный влагомер сыпучих материалов СМ710

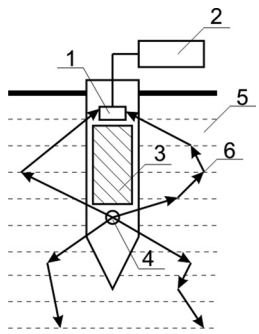


Рис. 17.7. Нейтронный влагомер для грунта: нейтронный счетчик; *2* — измерительный прибор; *3* — защитный свинцовый экран; *4* — излучатель нейтронов; *5* — контролируемый материал; *6* — воображаемая траектория движения нейтрона



Рис. 17.8. Нейтронный влагомер сыпучего материала MOLA 7200A

Для твердых или сыпучих материалов можно использовать с соответствующими изменениями схему по рис. 16.17, где функцию индикаторной ленты 6 будет выполнять поверхность контролируемого продукта.

На рис. 17.6 представлен инфракрасный влагомер сыпучих материалов СМ 710.

Поточный, инфракрасный влагомер СМ 710 применяется для непрерывного измерения влажности сыпучих материалов, транспортируемых на конвейерной ленте.

Влагомер применяется в пищевой, химической, табачной, а также горноперерабатывающей и металлургической промышленностях.

В классе изотопных способов измерения влажности наибольшее применение нашел метод, воплощенный в нейтронных стационарных, переносных или возимых влагомерах.

Этот метод основан на явлении рассеяния нейтронного потока легкими атомами водорода. При этом в результате упругих столкновений изменяется направление движения отдельных нейтронов и часть из них достигает счетчик медленных нейтронов (рис. 17.7). Метод приемлем для контроля влажности больших скоплений материалов, не содержащих в своей структуре водород; это: грунт, песок, строительные материалы, шлак, бурый уголь и др. Контролируемый материал не должен содержать веществ, обладающих большим сечением рассеяния нейтронов (графит, бериллий, углеводороды). В таком случае единственным носителем водорода становятся молекулы H_2O.

В качестве источников нейтронов обычно применяются ампулы с механической смесью радиоактивного препарата с веществом мишени (Be, Li, B), т.е. используется реакция (α,n). Например:

$$_4Be^9 + _2He^4 \rightarrow _6C^{12} + _0n^1.$$

На рис. 17.8 показан нейтронный влагомер сыпучего материала MOLA 7200A

17.4. Методы измерения влажности газов

Для количественной оценки влажности газов используется ряд характеристик, которые можно разделить на следующие группы [5, 6].

Характеристики, оценивающие концентрацию водяного пара

1. **Абсолютная влажность** *a*, т.е. масса водяного пара, содержащаяся в единице объема газа (в г/м^3, мг/м^3, мг/л). Абсолютная влажность имеет тот же физический смысл, что и плотность водяного пара $\rho_п$.
2. **Упругость или парциальное давление** водяного пара *e,* выражаемое в единицах давления — в мм рт. ст или в миллибарах.

Характеристики влажностных отношений

1. **Влагосодержание** *d,* т.е. отношение массы водяного пара к массе сухого газа в том же объеме, выраженное в безразмерных единицах (г/г, кг/кг). Эту величину можно также рассматривать как отношение плотности водяного пара к плотности сухого газа в одинаковых условиях. Реже используется отношение массы водяного пара к массе влажного газа, именуемое удельной влажностью. Эта величина, обозначаемая *q,* выражается в тех же единицах, что и влагосодержание *d*.
2. **Объемное влагосодержание** ***x,*** равное отношению объема водяного пара к объему газа. Эту безразмерную величину можно выразить по отношению к объему сухого или объему влажного газа; в первом случае будем ее обозначать через x_0, во втором — *x*.
   Влагосодержание и объемное влагосодержание используют для характеристики весьма малых содержаний водяного пара В этом случае удобной единицей измерения является миллионная доля (м.д. — международное обозначение ppm); 1 м.д. = 10^{-6} = 10^{-4} % = млн$^{-1}$. В литературе эту единицу измерения влагосодержания часто обозначают $ppm_ω$ (м.д. массовая), а долю объемного влагосодержания — $ppm_υ$ (м.д. объемная).
3. **Молярная доля водяного пара** ***S***, равная отношению числа моль водяного пара к общему числу моль влажного газа.

Температура точки росы

Термодинамическая температура точки росы (льда) $\tau_в(\tau_л)$ влажного воздуха при давлении *P* и отношении смеси *d* есть температура, при которой влажный воздух, насыщенный по отношению к воде (льду) при том же давлении *P,* имеет влагосодержание, равное данному отношению смеси *d*. Следовательно, точка росы (льда) равна температуре, которую примет влажный газ, если охладить его изобарически до полного насыщения по отношению к плоской поверхности воды (льда). При одном и том же состоянии влажного воздуха, у которого $\tau_л < 0$ °С, точка росы всегда ниже точки льда ($\tau_в < \tau_л$).

Относительная влажность

Относительная влажность φ равна отношению действительной влажности газа к его максимально возможной влажности, соответствующей насыщению при данной температуре. Следовательно, величина φ характеризует степень насыщения газа водяным паром и в связи с этим находит применение во многих отраслях науки и техники. Величина абсолютной влажности при постоянной

относительной влажности является функцией температуры. Относительная влажность выражается в относительных единицах ($0 \leqslant \varphi \leqslant 1$) или в процентах ($0 \leqslant \varphi \leqslant 100\%$). Ее можно вычислить с помощью различных рассмотренных выше характеристик влажности. Зарубежные фирмы используют запись: % RH (Relative Humdity — относительная влажность). Например, 10% RH.

Методам измерения влажности газов и воздуха посвящена обширная литература [5—9, 15—22],

В промышленных условиях для измерения влаги в газах нашли наибольшее распространение гигрометры, основанные на конденсационном, кулонометрическом и частотном методах.

Метод точки росы

При повышении количества водяных паров в газе при постоянной температуре или при понижении температуры при постоянном количестве паров через некоторое время происходит насыщение газа водяными парами. При дальнейшем понижении температуры водяной пар становится перенасыщенным, и избыточная влага конденсируется и выпадает в виде росы. Температура, при которой происходит насыщение водяных паров и конденсация влаги, называется точкой росы, а гигрометры, основанные на этом принципе, получили название конденсационных (рис. 17.9)

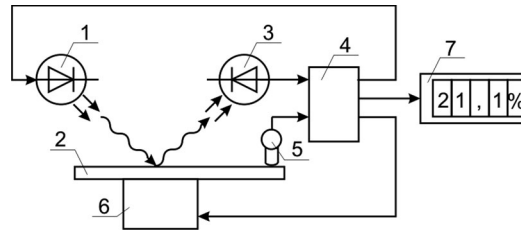


Рис. 17.9. Схема зеркального конденсационного гигрометра: *1* — источник света; *2* — зеркальце; *3* — фотоприемник; *4* — микропроцессор; *5* — датчик температуры; *6* — управляемый охладитель; *7* — цифровой индикатор

В справочной литературе приведены таблицы соответствия влажности газа температуре точки росы.

Фиксируя температуру в момент помутнения отражающей поверхности зеркальца, можно однозначно определить абсолютное содержание влаги в газе.

В современных конденсационных гигрометрах вычислительные операции возложены на микропроцессор.

Конденсационный метод является одним из основных промышленных методов контроля влажности различных газов и позволяет измерять влажность газа в широком диапазоне давлений и температур.

Их достоинства:

— большие пределы измерений в широком диапазоне температур и давлений, охватывающем низкие отрицательные температуры и высокие давления;

— удовлетворительная точность во всем диапазоне измерений; выходная величина, консервативная по отношению к температуре анализируемого газа;
— возможность градуировки по температуре, а не по влажности.

К недостаткам можно отнести: сложность конструкции; уменьшение точности измерения с увеличением относительной влажности; зависимость результата измерения от характера и состояния загрязненной поверхности зеркальца [5, 6].

Для охлаждения конденсационного зеркала можно использовать дроссельные микрохолодильники или термоэлектрические охлаждающие устройства (полупроводниковые элементы Пельтье).

Известен ряд моделей гигрометров точки росы французской фирмы Alnor Instr. Agmel с диапазонами от –80 до +90 °С, –100н—+20 °С и –100—+50 °С (тип HCP 2P).

Автоматический гигрометр точки росы Agmel представляет собой измерительную камеру (рис. 17.10) с золоченым полированным зеркалом, охлаждаемым термоэлектрическим охлаждающим устройством на основе эффекта Пельтье [5, 6].

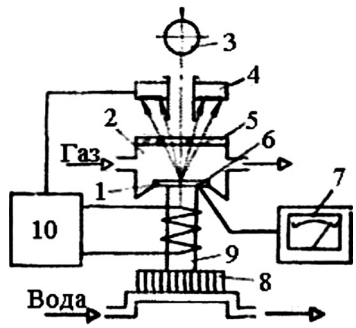


Рис. 17.10. Схема гигрометра Agmel: *1* — конденсационное зеркало; *2* — измерительная камера; *3* — осветительная лампа; *4* — фоторезистор; *5* — смотровое стекло; *6* — термодатчик; 7 — показывающий прибор; *8* — термоэлектрическое охлаждающее устройство; *9* — холодопровод; *10* — регулятор температуры

При выпадении на зеркале росы из анализируемого газа, протекающего над зеркалом с расходом 0,08—0,4 л/мин, рассеивается отраженный световой поток и засвечивает светочувствительный слой фоторезистора, при этом регулятор включает подогрев зеркала, температура которого измеряется термодатчиком и показывающим прибором.

Представляет определенный интерес конструкция датчика конденсационного гигрометра, используемого в установке «Иней» для автоматического контроля и регулирования влажности [9, 15]. В гигрометре имеются рабочие и сравнительные зеркала, причем рабочее зеркало припаяно непосредственно к термометру сопротивления, который в свою очередь припаян к холодному спаю двухкаскадного термоэлектрического полупроводникового охладителя. Отличительной особенностью этого термометра является использование щетки для периодической очистки зеркала, закрепленной на валу электродвигателя. Вал со щеткой проворачивается на 360°, после чего поясок вала посредством толкателя воздействует на конечный выключатель, отключающий электродвигатель.

На рис. 17.11 показан конденсационный гигрометр, снабженный фотоприемником отраженного светового потока, кольцевым зеркалом и световой ловушкой. При охлаждении зеркала до момента выпадения конденсата световой поток, формируемый осветительной лампой и объективом, отразившись от поверхности зеркала, проходит через отверстие фотоприемника и попадает в светоловушку, где происходит полное гашение светового потока. На светочувствительный слой фотоприемника световые лучи не попадают.

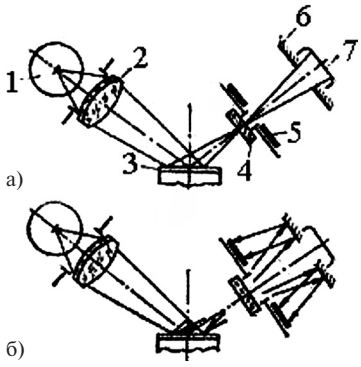


Рис. 17.11. Схема конденсационного гигрометра с кольцевым зеркалом: а — нет росы; б — есть роса; *1* — осветительная лампа; *2* — объектив; *3* — конденсационное зеркало; *4* — смотровое стекло; 5 — фоторезистор; *в* — кольцевое зеркало; 7 — светоловушка

При выпадении влаги на охлаждаемом зеркале изменяются условия отражения светового потока. При этом световые лучи перекрывают зеркало и, отразившись, попадают на светочувствительный слой фотоприемника. Пороговое увеличение фототока на выходе датчика характеризует момент выпадения росы на зеркале.

Одним из путей повышения чувствительности измерения при выпадении росы является резкое ослабление светового потока, падающего на фотоприемник, при многократном отражении лучей от параллельных зеркал (рис. 17.12).

При использовании в качестве конденсационного зеркала световода (рис. 17.12, *б*), охлаждаемого термоэлектрическим охладителем, луч света, также как в предыдущем случае, испытывает внутри световода многократное полное внутреннее отражение при отсутствии конденсата на конденсационной поверхности световода. При выпадении конденсата часть светового потока преломляется на границе двух сред — стекла и воды — и уходит из световода, а на

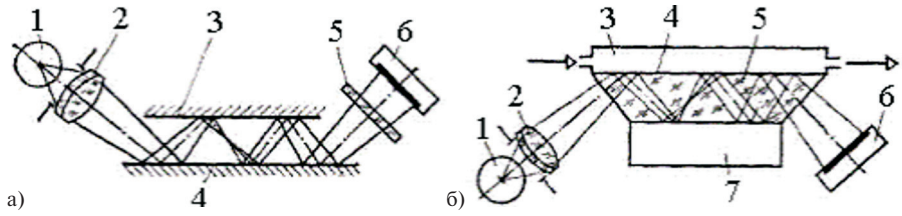


Рис. 17.12. Схемы конденсационных гигрометров: а — с параллельными зеркалами (*1* — осветительная лампа; *2* — объектив; *3*, *4* — зеркала; *5* — смотровое стекло; *6* — фоторезистор); б — с охлаждаемым световодом (*1* — осветительная лампа; *2* — объектив; *3* — рабочая камера; *4* — конденсационная поверхность; *5* — световод; *6* — фоторезистор; *7* — охлаждающее устройство)

фотоприемник приходит резко ослабленный световой поток. Для уменьшения влияния примесей, содержащихся в анализируемом газе, на отражение и преломление светового пучка в световоде гигрометр снабжается узлом отклонения светового пучка.

Для повышения точности контроля температуры конденсации на рабочую поверхность световода наносят прозрачный термочувствительный слой. В местах отражения света от поверхности световода остаются непокрытые участки поверхности. Использование термочувствительного слоя, нанесенного на конденсационную поверхность, позволяет устранить ошибку измерения, связанную с существованием градиента температур на конденсационной поверхности.

Для уменьшения теплоемкости конденсационное зеркало выполняется многослойным (рис. 17.13) в виде пленок, разделенных тонким слоем оксидной изоляции. При этом понижается градиент температур между термометром сопротивления и зеркалом.

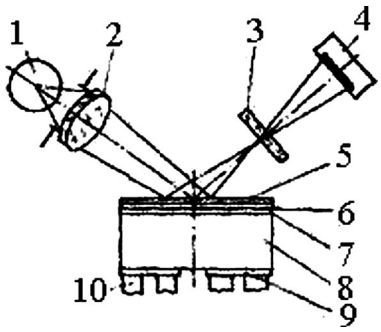


Рис. 17.13. Схема конденсационного гигрометра с многослойным зеркалом: *1* — осветительная лампа; *2* — объектив; *3* — смотровое стекло; *4* — фоторезистор; 5 — конденсационное зеркало; *6* — оксидная изоляция; *7* — пленочный термометр сопротивления; *8* — теплопроводная керамика; *9* — холодильник; *10* — коммутационные пластины

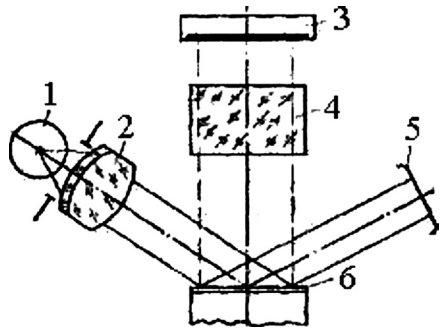


Рис. 17.14. Схема конденсационного гигрометра для контроля точки росы в темном поле: *1* — осветительная лампа; *2* — объектив; *3* — фоторезистор; *4* — смотровое стекло; *5* — световая ловушка; *6* — конденсационное зеркало

Повышение точности измерения предполагается также достигнуть путем уменьшения градиента температур между поверхностью зеркала и охлаждаемым газом.

Для этого измерительная камера выполняется в виде цилиндра внутри холодопровода. Внутренняя поверхность цилиндра представляет собой конденсационное зеркало.

Среди выпускаемых гигрометров точки росы следует отметить отечественный конденсационный беззеркальный гигрометр АГК-210 для автоматического контроля абсолютной влажности воздуха в диапазоне от –29 до +50 °С с основной абсолютной погрешностью точки росы ±0,5 °С [6—9].

Принцип действия этого гигрометра заключается в поддержании термогигрометрического равновесия на поверхности охлаждаемого влагочувствительно-

го элемента, выполненного в виде двух палладий-серебряных электродов, вмонтированных в диэлектрик. Охлаждение датчика осуществляется термоэлектрическим охладителем и контролируется платиновым термометром сопротивления, расположенным под рабочей поверхностью датчика. Выпадение конденсата фиксируется на участке между электродами по появлению проводимости.

Кулонометрический метод

Кулонометрический метод основан на поглощении влаги из точно дозируемого потока газа и ее электролитическом разложении на водород и кислород. О количестве влаги в газе судят по величине тока электролиза [5].

Чувствительный элемент кулонометрического гигрометра представляет собой пластмассовую или фторопластовую трубку, в которой размещены два металлических геликоидальных электрода (рис. 17.15). Между электродами нанесен сорбент — тонкий слой частично гидратированного пентаоксида фосфора P_2O_5. Если через чувствительный элемент проходит газ, то влага поглощается сорбентом и происходит ее электролиз, в результате чего возможна реакция

$$2H_2O \rightarrow O_2 + 2H_2.$$

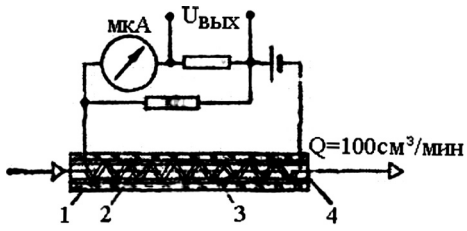


Рис. 17.15. Чувствительный элемент кулонометрического гигрометра: *1* — корпус; *2, 3* — электроды; *4* — пленка P_2O_5

Продукты электролитического разложения влаги — кислород и водород выносятся из чувствительного элемента обезвоженным потоком газа. При обеспечении полноты поглощения влаги из газа электрический ток, необходимый для ее разложения, пропорционален концентрации влаги в газе.

В установившемся режиме работы чувствительного элемента количество поглощенной и разложенной в единицу времени влаги практически равно, при этом ток электролиза, измеренный микроамперметром, включенным последовательно с чувствительным элементом, является точной мерой концентрации влаги в анализируемом газе.

Кулонометрический метод является одним из наиболее перспективных методов определения микроконцентраций влаги в сжатых газах, его точность зависит главным образом от точности измерения тока электролиза и расхода газа.

Величина тока электролиза на единицу концентрации влаги (мкА/млн$^{-1}$) определяется формулой

$$I = \frac{19{,}42\,PQ}{P_0\left(1 + \frac{1}{273}t_u\right)},$$

где P — барометрическое давление воздуха в условиях измерения, мм рт. ст.; Q — расход газа через чувствительный элемент, см^3/мин; P_0 — барометрическое давление воздуха на уровне моря на широте 45°, мм рт. ст.; $t_и$ — температура газа в условиях измерения, °С.

Благодаря высокой точности измерения при малых влагосодержаниях и простоте конструктивного исполнения кулонометрические гигрометры получили широкое распространение в промышленности. На рис. 17.16 показана газовая схема переносного кулонометоического гигрометра.

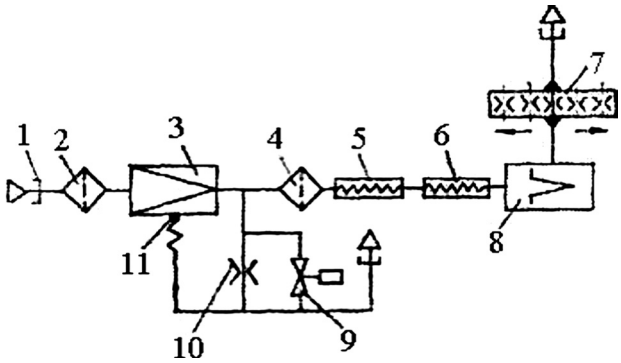


Рис. 17.16. Газовая схема переносного кулонометрического гигрометра: *1* — штуцер «Вход газа»; *2* — фильтр грубой очистки; *3* — редуктор; *4* — фильтр тонкой очистки; *5* — рабочий чувствительный элемент; *6* — контрольный чувствительный элемент; *7* — переключатель дросселей; *8* — регулятор расхода газа; *9* — пневмотумблер; *10* — дроссель; *11* — предохранительный клапан

Кулонометрические гигрометры «Байкал» представляют собой автоматические, непрерывно действующие приборы, предназначенные для измерения и регистрации объемной доли влаги в газах (азоте, воздухе, водороде, кислороде, инертных газах и их смесях, не взаимодействующих с P_2O_5).

За рубежом кулонометрические гигрометры разрабатывают и выпускают фирмы Elliot Process Automation (Англия) — портативные приборы типа «26-303» и др. (0—10; 0—100 млн$^{-1}$), Crau (ФРГ) — приборы Hygrostor (0—10, 0—100, 0—1000 и 0—10000 млн$^{-1}$), Dowpount Hygrometer (США) и др. [5].

Сорбционно-частотный метод

В гигрометрах, построенных на основе сорбционно-частотных методов, в качестве датчика влажности используется пьезоэлемент, например кристалл кварца, покрытый пленкой сорбента. В качестве сорбентов используются тонкопористые материалы — цеолиты оксид алюминия, полиамид, полиэтиленгликоль. Датчик влажности размещается в потоке анализируемого газа, при этом пьезоэлемент включен в схему колебательного контура Принцип действия сорбционно-частотного гигрометра основан на измерении резонансной частоты колебания пьезоэлемента, зависящей от массы пленки сорбента, которая в свою очередь зависит от влажности анализируемого газа.

Исследованиями [5] показана перспективность создания гигрометров, в том числе образцовых, на базе сорбционно-пьезорезонансных элементов и цифровых измерительных устройств. Такое направление разработок соответствует общей тенденции использования в последнее десятилетие пьезорезонансных чувствительных элементов в измерительной технике [5].

На основе разработанного фирмой Du Pont (Франция) датчика влажности с кварцевым кристаллом выпускаются анализаторы влажности газов модели 560 и 5600. Эти гигрометры предназначены для измерения содержания влаги в потоке газа по изменению частоты колебаний гигроскопически чувствительного кристалла кварца, который попеременно находится в потоке сухого и влажного газа. Подводимый к гигрометру газ разделяется на две линии — линию анализа и контрольной линии, газ проходит через осушитель, где из него извлекается практически вся влага (рис. 17.17).

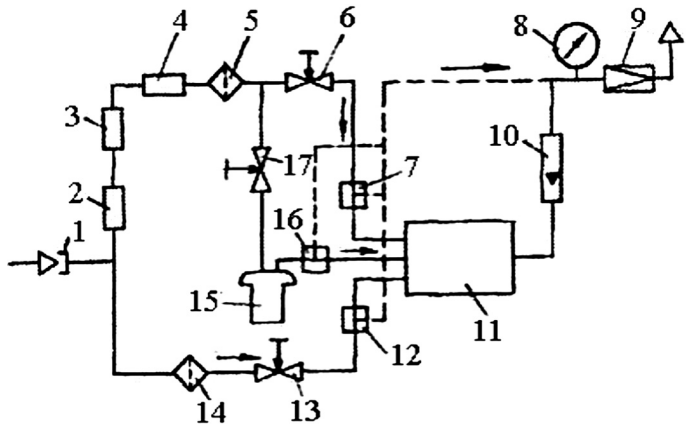


Рис. 17.17. Газовая схема анализатора влажности Du Pont модели 560 (5600): *1* — штуцер «Вход газа»; *2* — ловушка; 3 — осушитель первой ступени; *4* — осушитель-второй ступени; *5, 14* — фильтры; *6, 13, 17* — вентили; 7, *12, 16* — переключатели газов; 8 — манометр; *9* — регулятор давления; *10* — ротаметр; *11* — чувствительный элемент; *15* — генератор влажности

Для увеличения надежности и срока службы датчика контрольный газ очищается от загрязнений, в частности компрессорных масел, в специальной ловушке, устанавливаемой перед осушителем (чистый контрольный газ может подаваться на датчик и от отдельного источника). Кроме этого используют так называемый асимметричный цикл подачи на датчик анализируемого газа — 30 с (модель 560) и 9,5 мин (модель 5600). При прохождении анализируемого газа через датчик в течение 30 с гигроскопическое покрытие кристалла кварца поглощает влагу, в результате чего изменяется частота колебаний кристалла. При этом в гигрометре измеряется разность частот колебаний $\Delta\nu_1$ измерительного кварцевого кристалла и герметичного кварцевого генератора, а затем измеряется разность частот колебаний $\Delta\nu_2$ этих кристаллов при подаче сухого контрольного газа.

Разность $\Delta\nu_3 = \Delta\nu_2 - \Delta\nu_1$ пропорциональна количеству влаги, сорбированному из анализируемого газа в течение 30-секундного цикла, и преобразуется в выходной сигнал в цифровой форме.

В гигрометрах предусмотрено устройство для вывода аналогового выходного сигнала 4—20 мА. К приборам может быть подключен ленточный регистратор.

Одной из отличительных особенностей анализатора влажности Du Pont является наличие встроенного в прибор генератора влажности, который позволяет осуществить быструю проверку калибровки и соответствующую регулировку прибора.

Откалиброванный газ представляет собой анализируемый газ с заданным содержанием влаги, создаваемым в генераторе влажности.

Среди гигроскопических гигрометров можно отметить также волосяные, пленочные, с токопроводящей пленкой и емкостные. В первых двух обезжиренный волос или специальные пленки служат чувствительными элементами. При изменении влажности происходит изменение их длины, что преобразуется в показания приборов.

Современные датчики влажности изготовляют методами полупроводниковой технологии на подложках из кремния, ситалла и др.

Пример резистивного датчика влажности показан на рис. 17.18.

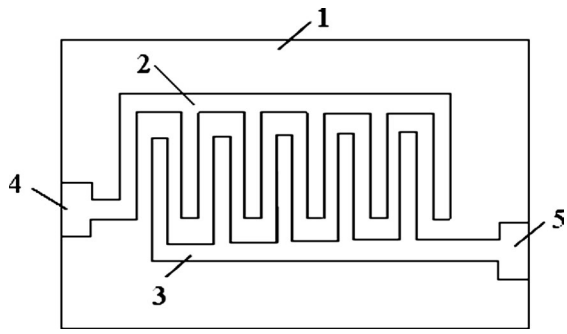


Рис. 17.18. Резистивный датчик влажности (гигристор): *1* — подложка; *2*, *3* — электроды; *4*, *5* — выводы

На подложке *1* из ситалла нанесены гребенчатые электроды *2*, *3* (Al, Ni и др.). Сверху электродов наносится слой гигроскопичного материала с низким удельным сопротивлением. В качестве пленки для гигристоров используют LiCl, полистирол, обработанный серной кислотой, твердые полиэлектролиты и др. [24].

Емкостные датчики влажности могут быть изготовлены на подложке из кремния *n*-типа, на поверхности которого создается слой изолятора в виде SiO_2, а на него наносятся, как и в предыдущем случае, два гребенчатых электрода из алюминия, хрома или других проводящих материалов. Толщина электродов — 0,2—0,3 мкм [16, 18, 19].

На верхнюю часть наносится слой диэлектрика (SiO_2, осажденная из газовой фазы, фосфорное силикатное стекло и др.).

Часто на этой же поверхности подложки наносится один или два терморезистора. Некоторые конструкции датчиков влажности можно найти в [16—18, 20, 21], а сведения о выпускаемых серийно в [25—27].

Недостаток всех гигроскопических методов — влияние химически активных примесей и взвешенных частиц (пыли) в анализируемом газе на свойства сорбента влаги.

Литература

1. А. с. 1224698.СССР. Влагомер для сыпучих материалов/ И. Г. Минаев, А. В. Ивашина / Заяв. 27.08.84. Опубл. 15.12.85. Б.и. № 14, 1986.
2. А.с. 1516931. СССР. Влагомер для сыпучих материалов/ И.Г. Минаев, А.В. Ивашина / Заяв. 25.01.88. Опубл. 23.10.89. Б.и. № 39, 1989.
3. А.с. 1670561. СССР. Способ измерения диэлектрической проницаемости сыпучих материалов/ И.Г. Минаев, А.В. Ивашина/ Заяв. 12.12.88. Опубл. 15.04.91. Б.и. 1991, № 30.
4. А.с. 1125530. СССР. Емкостной датчик диэлектрических свойств газообразных и жидких сред/ И.Г. Минаев, О.В. Реброва/ Заяв. 31.05.83. Опубл. 23.11.84. Б.и. 1984, № 43.
5. Байбаков Ф.Б., Шарапов В.М. Контроль примесей в сжатых газах. – М.: Химия, 1989. – 160 с.
6. Берлинер М.А. Измерение влажности. – М.: Энергия, 1973. – 400 с.
7. Ваня Я. Анализаторы жидкостей и газов. – М.: Энергия, 1970. – 552 с.
8. Виглеб Г. Датчики: устройство и применение: Пер. с нем. – М.: Мир, 1989. – 196 с.
9. Гордон В.А. Газоанализаторы. – М.: Машиностроение, 1975. – 296 с.
10. ГОСТ 8.547 – 2009. ГСИ. Государственная поверочная схема для средств измерения влажности газов.
11. ГОСТ 29027 – 91. Влагомеры твердых и сыпучих веществ. Общие технические требования и методы испытаний.
12. ГОСТ 8.442 – 81. ГСИ. Влагомеры нейтронные. Методы и средства поверки.
13. ГОСТ 23061 – 90. Методы радиоизотопных измерений плотности и влажности.
14. ГОСТ 23422 – 87. Материалы строительные. Нейтронный метод измерения влажности.
15. Готра З.Ю., Ильницкий Л.Я., Полищук Е.С. и др. Датчики: Справочник / Под ред. З.Ю. Готры и О.И.Чайковского. – Львов: Каменяр, 1995 – 312 с.
16. Джексон Р. Новейшие датчики. – М.: Техносфера, 2007.
17. Зимина Т., Лучинин В.В., Корляков А. Микроаналитическая лаборатория на чипе. – М.: Техносфера, 2007.
18. Измерения в промышленности. Справ. изд. В 3-х кн. Способы измерения и аппаратуры: Пер. с нем./ Под ред. Профоса П. – 2-е изд., перераб.и доп. – М.: Металлургия, 1990, — 344 с.
19. Коллеров Д.К. Метрологические основы газоаналитических измерений. – М.: Комитет стандартов, 1967. – 395 с.
20. Леончик Б.И., Малкин В.И. Измерение в дисперсных потоках. – М.: Энергоиздат, 1981. – 182 с.
21. Полищук Е.С. Измерительные преобразователи. – Киев: Вища школа. 1981. — 296 с.
22. Туричин А. М. Электрические измерения неэлектрических величин. – М.-Л.: Госэнергоиздат, 1959. – 684 с.
23. Экнадиосянц О.К. Получение аэрозолей// Физические основы ультразвуковой технологии. Т. 3. Физика и техника мощного ультразвука / Под ред. Розенберга Л.Д. – М.: Наука, 1970. — 300 с
24. Фрайден Дж. Современные датчики. Справочник. – М.: Техносфера, 2005. – 592 с.
25. www.compel.ru
26. www.sensorica.ru
27. www.sktbelpa.ru

ГЛАВА 18

ПРИЕМНИКИ ИЗЛУЧЕНИЯ

18.1. Параметры и характеристики приемников оптического излучения

Элемент или устройство, предназначенное для приема и преобразования энергии оптического излучения в какие-либо другие виды энергии (электрическую, тепловую, энергию химических процессов, энергию нервных импульсов и т.д.), называют приемником оптического излучения (ПИ). Приемники, преобразующие невидимые рентгеновское, ультрафиолетовое или инфракрасное изображения в видимые, называют преобразователями.

ПИ являются важнейшими элементами в оптических приборах (ОП) или оптико-электронных приборах (ОЭП), так как ОП непосредственно работает на ПИ — глаз или фоточувствительные слои, а в ОЭП осуществляют связь между оптической и электрической частями прибора, предопределяя технические требования к конструированию ОЭП в целом.

Параметры и характеристики приемников излучения

Технические свойства приемников излучения и эффективность использования их в оптико-электронных приборах оценивают при помощи системы параметров и характеристик.

Параметр характеризует определенное свойство приемника и служит критерием оценки его качества при работе в определенных условиях. Параметр можно измерить или вычислить по данным измерений других величин.

Характеристика — это зависимость, описывающая изменение какого-либо параметра ПИ при изменении внешних факторов. Характеристику можно выразить формулой, графиком или таблицей. К основным параметрам ПИ, согласно ГОСТ 21934-83, относят:

1. *Параметры чувствительности ПИ*: интегральная токовая чувствительность $S_{инт}$ в А/Вт или в А/лм (или вольтовая в V/Вт, V/лм) характеризует сам ПИ — это его реакция на суммарный поток излучения источника паспортизации; интегральная токовая чувствительность S_I и интегральная вольтовая чувствительности S_V учитывают рекомендованную схему включения ПИ; монохроматическая чувствительность S_λ — реакция ПИ на монохроматический поток; импульсная чувствительность $S_{имп}$ — отношение амплитудных значений импульсов фотосигнала в цепи ПИ и потока излучения; коэффициент использования потока излучения (КПД приемника) χ показывает, какую долю в спектре излучения источника приемник превращает в электрический (или не электрический) сигнал.

2. *Пороговые и шумовые параметры ПИ*: ток шума *Iш*; напряжение шума $V_ш$; пороговый поток в заданной полосе $Ф_п$; пороговый поток в единичной полосе

$\Phi_{n\,l}$; удельный пороговый поток Φ_n*; обнаружительная способность D; удельная обнаружительная способность D*; радиационный пороговый поток $\Phi_{p.n}$; квантовая пороговая чувствительность $\Phi_{p\lambda n}$.

3. *Временные параметры ПИ*: собственная постоянная времени τ; граничная частота модуляции $f_{гр}$; темновое сопротивление приемника $R_т$; динамическое сопротивление R_D; емкость приемника C.

4. *Спектральные параметры ПИ*: максимум спектральной характеристики λ_{max}; коротковолновая граница спектральной чувствительности λ'; длинноволновая граница спектральной чувствительности λ''.

5. *Эксплуатационные параметры ПИ*: рабочее напряжение фотоприемника $V_р$; максимально допустимая рассеиваемая электрическая мощность P_{max}; температурный коэффициент фототока $\alpha_т$; нестабильность параметров при эксплуатации.

Параметры ПИ. Чувствительностью приемника называют отношение изменения измеряемой электрической (или не электрической) величины, вызванного падающим на фотоприемник излучением, к количественной характеристике этого излучения в заданных эксплуатационных условиях. В зависимости от того, в какой системе фотометрических величин характеризуется воздействующее на приемник излучение, различают:

1) чувствительность к потоку излучения $S_{Фe}$,

2) чувствительность к световому потоку $S_{Фv}$,

3) чувствительность к облученности S_{Ee} или освещенности S_{Ev},

4) в зависимости от спектрального состава регистрируемого приемником излучения различают интегральную $S_{инт}$ и монохроматическую S_λ чувствительности.

Существуют также статическая чувствительность, определяемая отношением постоянных значений, измеряемых на выходе и на входе приемника величин, и дифференциальная, определяемая отношением малых приращений этих величин. Иногда употребляют понятие «удельная чувствительность ПИ», которая представляет собой чувствительность, отнесенную к напряжению питания в 1 В.

При экспериментальном определении чувствительности ПИ оговаривают частоту и форму модуляции, потока излучения и форму выходного сигнала, так как от них зависит чувствительность.

Чувствительность ПИ к немонохроматическому (сложному) потоку излучения заданного спектрального состава называют интегральной (А/Вт; А/лм; А/лк и т.д.). Так, для приемников с внешним фотоэффектом $S_{инт}=\Delta I/\Delta\Phi$ [A / $Вт$] для фоторезисторов $S_{инт\,R} = \Delta R_Ф$ / $R_Ф\Delta Ф$ [1 / Вт]. Внешняя схема включения не должна существенно влиять на результаты измерений. Так как $S_{инт}$ — величина паспортная и относится к определенному источнику, для другого (не паспортного) источника ее надо пересчитывать [1].

В качестве паспортных источников ГОСТ 17772-79 рекомендует: светоизмерительную лампу накаливания при цветовой температуре $Т_{цв}$ = 2856 ± 100 К (источник типа А по ГОСТ 8023-74) для приемников, чувствительных в видимой области спектра; полный излучатель (черное тело) с температурой полости 500 ± 2К и полный излучатель с температурой полости 1273 ± 15К по ГОСТ 8.196-76 для приемников, чувствительных в ИК-области спектра.

Импульсной чувствительностью ПИ называют отношение амплитудного значения фототока (напряжения) фотосигнала, вызванного падающим на фотоприемник импульсным излучением, к амплитудному значению потока излучения при заданной его форме.

Пороговые и шумовые параметры ПИ. Помимо полезного регулярного сигнала в выходной цепи приемника наблюдается хаотический сигнал со случайными амплитудой и частотой — шум приемника. На фоне шума становятся неразличимыми малые полезные сигналы, т.е. шум ограничивает возможности приемника излучения. Ток шума (напряжение шума на нагрузке) фотоприемника возникает из-за внешних и внутренних причин: воздействие тепла, тока фотоприемника, фотонный характер излучения и т.д. Так как шумы (флуктуации) — процессы случайные, их описывают такими характеристиками, как математическое ожидание (средний уровень шума), среднеквадратичное значение или дисперсия тока (напряжения) — $\bar{I}^2_{\text{тш}}; \bar{V}^2_{\text{тш}}$ шума.

Дисперсия. Распределение шума по спектру определяют спектральной плотностью шума (дисперсией), приходящейся на единицу полосы частот. Если спектральная плотность шума одинакова и не зависит от частоты, то такой шум называют «белым».

Током шума ПИ $I_ш$ называют среднеквадратичное значение флуктуации тока, протекающего через фотоприемник в указанной полосе частот, напряжением шума $V_ш$ — среднеквадратичное значение флуктуации напряжения на заданной нагрузке в цепи фотоприемника в указанной полосе частот.

Пороговым потоком ПИ в заданной полосе частот усилительного тракта $\Phi_п$ *[Вт]* (*порогом чувствительности приемника в заданной полосе)* называют среднеквадратичное значение действующего на фотоприемник синусоидально-модулированного потока излучения источника сигнала с заданным спектральным распределением, при котором среднеквадратичное значение фототока (фотонапряжения на нагрузке) равно среднеквадратичному значению напряжения (тока) шума в заданной полосе частот (ГОСТ 19852-74):

$$\Phi_{\text{п}} = \sqrt{\bar{V}^2_{\text{ш}}} \,/\, S_V,$$

$$\Phi_{\text{п}} = \sqrt{\bar{I}^2_{\text{ш}}} \,/\, S_I.$$

Для фотоэлектронных умножителей (ФЭУ) или фотоэлементов (ФЭ) на внешнем фотоэффекте — $\Phi_п$ называют поток излучения, который, падая на фотокатод, создает на выходе ФЭУ или ФЭ сигнал, равный среднеквадратичному значению напряжения шумов темнового анодного тока, измеренного в определенной полосе частот эквивалентом шума темнового анодного тока ФЭУ или ФЭ. Оба эти понятия используются при рассмотрении параметров различных ПИ.

Для сравнения пороговых потоков ПИ, снятых аппаратурой с различной полосой пропускания и имеющих разные по площади приемные площадки, вводят понятие порогового потока в единичной полосе частот и удельного порогового потока.

Пороговым потоком ПИ в единичной полосе частот $\Phi_{п1}$ (*Вт/Гц*$^{1/2}$) (*порогом чувствительности приемника в единичной полосе частот)* называют среднеквадратичное значение действующего на ПИ синусоидально-модулированного по-

тока излучения источника сигнала с заданным спектральным распределением, при котором среднеквадратичное значение напряжения (тока) фотосигнала равно среднеквадратичному значению напряжения (тока) шума в единичной полосе частот,

$$\Phi_{п1} = \Phi_{п.} / \sqrt{\Delta f}.$$

Удельным пороговым потоком $\Phi_п$ Вт/(см ·Гц$^{1/2}$) (удельным порогом чувствительности приемника)* называют пороговый поток ПИ в единичной полосе частот, отнесенный к единичному по площади фоточувствительному элементу,

$$\Phi_{п} = \Phi_{п} / \sqrt{\Delta f A}.$$

Иногда пороговую чувствительность приемника характеризуют пороговой освещенностью или облученностью $E_п$; $E_{п1}$; $E^*_п$.

В качестве полосы пропускания Δf берут чаще всего эффективную шумовую полосу пропускания измерительного тракта в герцах:

$$\Delta f_{эфф} = \int_0^\infty k^2(f)\,df / k^2_{max},$$

где $k(f)$ — функция, определяющая зависимость коэффициента усиления по напряжению от частоты; k_{max} — коэффициент усиления на резонансной частоте.

Обнаружительной способностью ПИ называют величину, обратную пороговому потоку (порогу чувствительности приемника) фотоприемника в заданной (единичной) полосе частот:

$$D = 1/\Phi_n;\ D_1 = 1/\Phi_{n1}.$$

Удельная обнаружительная способность (Гц$^{1/2}$·см/Вт):

$$D^* = \frac{1}{\Phi^*_п} = \frac{\sqrt{\Delta f_{эфф} A}}{\Phi_п} = \frac{S_V \sqrt{\Delta f_{эфф} A}}{\sqrt{\overline{V}^2_ш}}.$$

Для учета влияния фона на пороговый поток ПИ вводят понятие радиационного порогового потока фотоприемника $\Phi_{рад.п}$ — пороговый поток ПИ в заданной (единичной) полосе частот, шумы которого обусловлены флуктуациями теплового излучения фона заданной температуры.

Пороговые параметры относят к определенному источнику. Для источника с другим спектральным распределением их надо пересчитывать.

При измерении $\Phi_п$, $\Phi_{п1}$, $\Phi^*_п$, D_n, D_{n1}, D^* в монохроматическом потоке излучения к обозначению добавляют индекс λ: $\Phi_{пλ}$, $\Phi_{п1λ}$, $\Phi^*_{пλ}$, $D_{nλ}$, $D_{п1λ}$, $D^*_λ$. Паспортные значения порогового потока и обнаружительной способности вычисляют по измеренным $S_{Vинт}$ и $V_{т.ш.}$ или $S_{I\,инт}$ и $I_{т.ш}$:

$$\Phi_{п} = \sqrt{\overline{V}^2_{т.ш.}} / S_{Vинт} = \sqrt{\overline{I}^2_{т.ш.}} / S_{Iинт} = \Phi_1 V_{т.ш.} / V_c = \Phi_1 I_{т.ш.} / I_c,$$

где Φ_1 — действующее значение потока излучения, Вт (или лм).

Удельная обнаружительная способность:

$$D^* = \frac{V_c \sqrt{\Delta f_{эфф} A}}{V_{т.ш.} \Phi_1} = \frac{I_c \sqrt{\Delta f_{эфф} A}}{I_{т.ш.} \Phi_1}.$$

Квантовая пороговая чувствительность $\Phi_{p\lambda n}$ [фотон /(мкм·с)] есть число квантов монохроматического излучения, падающих в единицу времени на ПИ и вызывающих сигнал, равный шуму: $\Phi_{p\lambda n} = \Phi_{e\lambda n}\lambda/(hc)$.

Временные параметры ПИ. Собственные постоянные времени ПИ — $\tau_{сп}$ и $\tau_н$: $\tau_{сп}$ — интервал времени после прекращения воздействия излучения, по истечении которого спадающее по экспоненте напряжение фотосигнала уменьшается в «е» раз; $\tau_н$ — время после начала воздействия излучения, по истечении которого нарастающее по экспоненте напряжение фотосигнала достигает доли $(1 - 1/e) = 0{,}63$ от своего максимального значения. Собственные постоянные времени определяют быстродействие приемника в ОЭП. Разброс $\tau_{сп}$ и $\tau_н$ для однотипных приемников не превышает 5—10%. У некоторых приемников (например, у фоторезисторов) $\tau_{сп} \neq \tau_н$, так как процесс рекомбинации носителей у них зависит от квадрата их концентрации (или от какого-либо другого закона). У фоторезисторов, в первом приближении, τ определяется временем жизни носителей: у фотодиодов — временем пролета носителей от места их образования до *p-n*-перехода. У ФЭ и ФЭУ — временем пролета носителей от фотокатода до анода с учетом их неодновременного прилета на анод, что дает задержку по времени; у тепловых приемников — временем тепловых процессов и т.д.

Параметр λ_{max} определяет местоположение максимума спектральной чувствительности ПИ, а λ' и λ'' — наименьшую и наибольшую длины волн монохроматического излучения, при которых монохроматическая чувствительность ПИ падает до 0,1 ее максимального значения.

Из эксплуатационных параметров следует отметить наиважнейшие — рабочее напряжение ПИ $V_р$ и максимально допустимую рассеивающую мощность ПИ P_{max}, обеспечивающие номинальные параметры ПИ при длительной его работе в заданных условиях.

Характеристики ПИ. Спектральные характеристики определяют спектральный диапазон чувствительности приемника.

Абсолютная спектральная характеристика чувствительности фотоприемника $S_{абс\cdot\lambda}(\lambda)$ характеризует зависимость монохроматической чувствительности ПИ S_λ, измеренной в абсолютных единицах, от длины волны падающего на ПИ потока излучения.

В большинстве случаев спектральные характеристики ПИ имеют вид плавных кривых с одним максимумом при λ_{max}. Измерить абсолютную спектральную характеристику на практике очень трудно, так как она изменяется не только от серии к серии приемников, но зависит от каждого отдельного приемника внутри серии.

Между тем, относительная спектральная характеристика чувствительности фотоприемника $s(\lambda)$ — зависимость монохроматической его чувствительности, отнесенной к значению максимальной чувствительности, от длины волны регистрируемого излучения практически не меняется от приемника к приемнику одного и того же типа, а зависит от материала чувствительного слоя (ее значения даны в справочниках):

$$s(\lambda) = S_{абс}(\lambda) / S_{\lambda\ мах}.$$

Зная из справочника $s(\lambda)$ и измерив $S_{\lambda\ мах}$ в максимуме чувствительности приемника в абсолютных единицах, можно легко построить $S_{абс}(\lambda)$.

$S_{\lambda max}$ может быть измерена заранее или определена по формуле связи интегральной и спектральной чувствительностей (в индексе «абс» не пишут, так как относительная чувствительность пишется маленькой буквой — s(λ) или большой со звездочкой — S^*)

$$dV_\lambda = S_{абсV}(\lambda)\, d\Phi_e = S_{абсV}(\lambda)\, \Phi_{e\lambda}(\lambda)\, d\lambda = S_{V\lambda max}\, s(\lambda)\, \Phi_{e\lambda}(\lambda)\, d\lambda$$

Для получения сигнала от всего потока необходимо проинтегрировать полученное выражение

$$V = S_{V\lambda\max} \int_0^\infty s(\lambda)\Phi_{e\lambda}(\lambda)d\lambda = S_{V\lambda\max}\Phi_{эфф}.$$

Эффективный поток излучения $\Phi_{эфф}$ для данных приемника и источника — это поток, который при чувствительности приемника, постоянной по всему спектру и равной максимальному значению $S_{V\lambda max}$, вызвал бы такой же сигнал, какой вызывает весь падающий реальный поток при реальной спектральной чувствительности (относится к параметрам). Интегральный поток от источника $\Phi = \int_0^\infty \Phi_{e\lambda}(\lambda)d\lambda$.

Следовательно, интегральная вольтовая чувствительность будет:

$$S_V = \frac{V}{\Phi} = S_{V\lambda\max} \frac{\int_0^\infty s(\lambda)\Phi_{e\lambda}(\lambda)d\lambda}{\int_0^\infty \Phi_{e\lambda}(\lambda)d\lambda} = S_{V\lambda\max} \cdot \chi.$$

Отношение интегралов в полученном выражении показывает, какую долю в сложном потоке, падающем на приемник, составляет эффективный поток ($\Phi_{эфф}$) для данного приемника и источника. Отношение интегралов, обозначенное χ, называют коэффициентом использования потока излучения данным приемником (параметр приемника) или спектральным КПД приемника. Из выражения для S_V при известных S_V, $s(\lambda)$ и $\Phi_{e\lambda}(\lambda)$ определяют $S_{V\lambda\max} = S_V / \chi$. Спектральный КПД приемника χ — очень важный параметр, его можно найти в таблицах или графоаналитически, построив $\varphi_{e\lambda}(\lambda) = \Phi_{e\lambda}(\lambda) / \Phi_{e\lambda\max}$ и $s(\lambda)$ (рис. 18.1):

$$\chi = \frac{\int_0^\infty s(\lambda)\Phi_{e\lambda}(\lambda)d\lambda}{\int_0^\infty \Phi_{e\lambda}(\lambda)d\lambda} = \frac{\int_0^\infty s(\lambda)\varphi_{e\lambda}(\lambda)d\lambda}{\int_0^\infty \varphi_{e\lambda}(\lambda)d\lambda} = \frac{A_1}{A_0}.$$

Если для приемника известны $S_{инт}$, по какому-либо излучателю и $s(\lambda)$, то можно определить и его спектральную абсолютную чувствительность:

$$S_{инт} = S_{\lambda\max}\, \chi;\ s(\lambda) = S_{абс}(\lambda) / S_{\lambda\max},$$

откуда:

$$S_{абс}(\lambda) = S_{инт} / \chi \times s(\lambda).$$

Для неселективных ПИ, у которых спектральная чувствительность постоянна ($S_\lambda(\lambda) = 1$), сигнал на выходе пропорционален потоку излучения независимо от его спектрального состава.

Если же приемник селективен, то такие его параметры по паспорту, как $S_{инт}$, S_V, S_I, $\Phi_п$, $\Phi_{п1}$, $\Phi_п{}^*$, D^*, $D_п$, $D_{п1}$, зависящие от спектрального распределения излучения источника, надо пересчитывать от источника паспортизации к реальному [1].

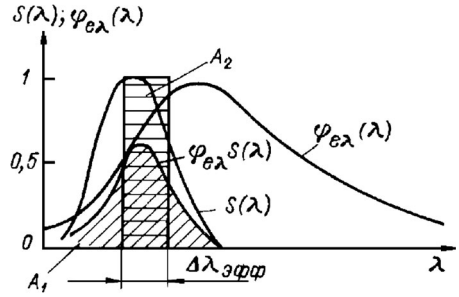


Рис. 18.1. К расчету спектрального КПД приемника, эффективная полоса его чувствительности при $A_1 = A_2$ $-\Delta\lambda_{эфф} = \int_0^\infty \varphi_{e\lambda}(\lambda)s(\lambda)d\lambda$.

Частотные характеристики ПИ. Частотной характеристикой приемника называют зависимость какого-либо из его параметров (чаще чувствительности или обнаружительной способности) от частоты модуляции потока излучения *f*. Частотная характеристика определяет, как и постоянная времени, динамические свойства ПИ и связана с постоянной времени приемника, так как последняя определяет допустимую (граничную) частоту модуляции $f_{гр}$ потока излучения, когда сигнал падает в заданное число раз за счет инерционности ПИ. Вид частотной характеристики зависит от формы модуляции. Общее условие выбора граничной частоты модуляции для ОЭП — потеря чувствительности за счет инерционности ПИ 50%. Связь с частотой, в зависимости от постоянной времени приемника, определяется формулой $f_{гр}\tau \approx 0{,}3$ (для приемников на внутреннем фотоэффекте) [1]. Однако на практике существует «разнобой» требований на допустимое падение чувствительности из-за модуляции. Так, встречаются требования:

$$S(f_{гр}) = 0{,}16S(0) \text{ при } f_{гр} = 1/\tau,$$
$$S(f_{гр}) = 0{,}71S(0) \text{ при } f_{гр} = 1/(2\pi\tau).$$

Зависимость сдвига фазы гармонической составляющей выходного тока (напряжения) относительно соответствующей ей гармонической составляющей потока излучения от частоты его модуляции называют фазовой характеристикой (для приемников на внутреннем фотоэффекте $\operatorname{tg}\varphi = -\omega\tau$, где φ — отставание фазы сигнала приемника относительно фазы потока излучения, $\omega = 2\pi f_{модуляц}$ — круговая частота модуляции потока излучения) [1].

18.2. Приемники излучения на основе внутреннего фотоэффекта

Принцип действия приемников

Внутренним фотоэффектом называют процесс взаимодействия электромагнитного излучения с веществом, в результате которого энергия фотонов излучения передается электронам вещества, изменяющим в нем свое энергетическое состояние.

Так как почти во всех случаях в качестве фоточувствительного материала приемника используют полупроводник, рассмотрим внутренний фотоэффект в нем с точки зрения зонной теории (ЗТ) с позиций квантовой механики.

Согласно ЗТ, энергия электрона в полупроводнике может изменяться в некоторых интервалах почти непрерывно, но одновременно существуют интервалы значений энергии, которые электрон может преодолеть только скачком. Таким образом, вводится понятие о разрешенных и запрещенных зонах энергии в полупроводнике, наглядно представляемых энергетическими схемами, причем границы различных зон обозначают горизонтальными линиями (рис. 18.2).

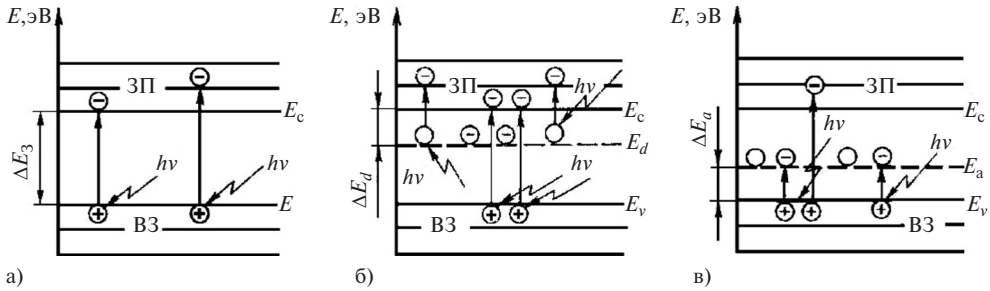


Рис. 18.2. Энергетические диаграммы собственного (а), донорного *n*-типа (б) и акцепторного *p*-типа (*в*) полупроводников

Здесь E_c — минимальная энергия, которую может иметь свободный электрон. Возможные значения энергии свободных электронов образуют разрешенную зону, которую называют свободной, или зоной проводимости (ЗП). Величина E_v является максимальной энергией электронов в полностью завершенной связи. Ниже E_v лежит спектр энергий всех связанных валентных электронов, и эту разрешенную зону называют валентной зоной (ВЗ).

Для того чтобы перевести электрон из связанного состояния в свободное, у чистого, т.е. собственного полупроводника (рис. 18.2, *а*), падающие фотоны должны сообщить ему энергию больше, чем $\Delta E_З = E_C - E_V$, где $\Delta E_З$ — ширина запрещенной зоны полупроводника. Запрещенная зона полупроводника определяется природой его химических связей и температурой. При температуре 295K для *CdS* $\Delta E_З = 0{,}63$ эВ; для *Si* $\Delta E_З = 1{,}12$ эВ; для *Ge* $\Delta E_З = 0{,}67$ эВ; для *PbS* $\Delta E_З = 0{,}42$ эВ. При температуре 195K для *PbSe* $\Delta E_З = 0{,}23$ эВ; для *InAs* $\Delta E_З = 0{,}39$ эВ; при температуре 77K для *InSb* $\Delta E_З = 0{,}23$ эВ.

Разрыв парноэлектронной связи в энергетической диаграмме для собственного полупроводника равнозначен переводу электрона из ВЗ в ЗП, в результате чего появляются свободные дырки в ВЗ, т.е. возникает электронно-дырочная собственная фотопроводимость — свойство вещества изменять свою электропроводность под действием оптического излучения. При введении в собственный полупроводник примесей в запрещенной зоне полупроводника появляются дополнительные разрешенные уровни (рис. 18.2, *б*, *в*). Примесь, отдающую электроны в ЗП под действием падающих фотонов излучения, называют донорной, а полупроводник — электронным, или *n*-типа, в нем основную роль в примесной фотопроводимости играют электроны (рис. 18.2, *б*). Примесь, захваты-

вающую электроны из ВЗ под действием падающих фотонов излучения, называют акцепторной, а полупроводник — дырочным, или *p*-типа, в нем основную роль в примесной фотопроводимости играют дырки (рис. 18.2, *в*).

Собственная фотопроводимость может возникнуть у собственного полупроводника, если падающий фотон сообщает электрону в ВЗ достаточную энергию для преодоления запрещенной зоны: $h\nu = hC_0 / \lambda \geq \Delta E_з$, откуда длинноволновая граница спектральной чувствительности фотоприемника:

$$\lambda'' = h\, C_0 / \Delta E_з = 1{,}242/\Delta E_з, \qquad (18.1)$$

где λ'' — предельная длина волны (в мкм) монохроматического излучения, при котором возникает внутренний фотоэффект при ΔEз в эВ; $h = 6{,}62 \cdot 10^{-34}$ Дж·с — постоянная Планка; $C_0 = 3 \cdot 10^{14}$ мкм/с. — скорость распространения электромагнитного излучения в вакууме.

Для определения длинноволновой границы спектральной чувствительности примесных фотоприемников в выражение (18.1) вместо ΔЕз подставляем ΔE_a или ΔE_d. Однако необходимо отметить, что энергия активации многих примесей в полупроводнике меньше средней энергии тепловых колебаний кристаллической решетки полупроводника при комнатной температуре (0,026 эВ), поэтому примесные атомы уже при комнатной температуре ионизированы и существует проводимость полупроводника. Для устранения этого явления полупроводник приходится охлаждать.

Фоторезисторы

Фоторезистор (ФР) — это фотоприемник, принцип действия которого основан на эффекте фотопроводимости — свойстве вещества изменять свою электропроводность под действием электромагнитного излучения. Фоторезисторы изготавливают из полупроводников с собственной фотопроводимостью, обусловленной генерацией пар: электрон проводимости — дырка и с примесной фотопроводимостью, обусловленной ионизацией атомов донорной или акцепторной примеси, возникающей под действием излучения. Фоторезисторы неполярны и одинаково проводят электрический ток в любом направлении, что позволяет их включать в цепи постоянного и переменного тока. Наибольшее распространение получили с собственной фотопроводимостью, так как они не требуют охлаждения.

На рис. 18.3, *б* приведены частотные характеристики некоторых фоторезисторов, которые также характеризуют их инерционность.

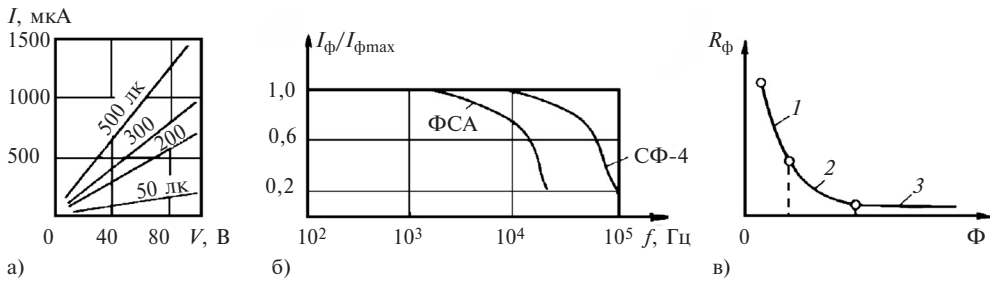


Рис. 18.3. Вольт-амперная (*а*), частотная (*б*) и зависимость сопротивления от потока излучения (*в*) фоторезистора

Спектральная чувствительность ФР зависит от материала чувствительного слоя и охлаждения. Она изменяется от 0,3 до 40 мкм (рис. 18.4). Абсолютная спектральная чувствительность неохлаждаемых ФР при понижении температуры повышается, так как уменьшается тепловая генерация носителей тока. Световая характеристика фототока ФР — $I_ф$ (Ф) и зависимость сопротивления от потока излучения $R(Ф_e)$, как правило, нелинейны. Характер их изменения зависит в сильной степени от примесей.

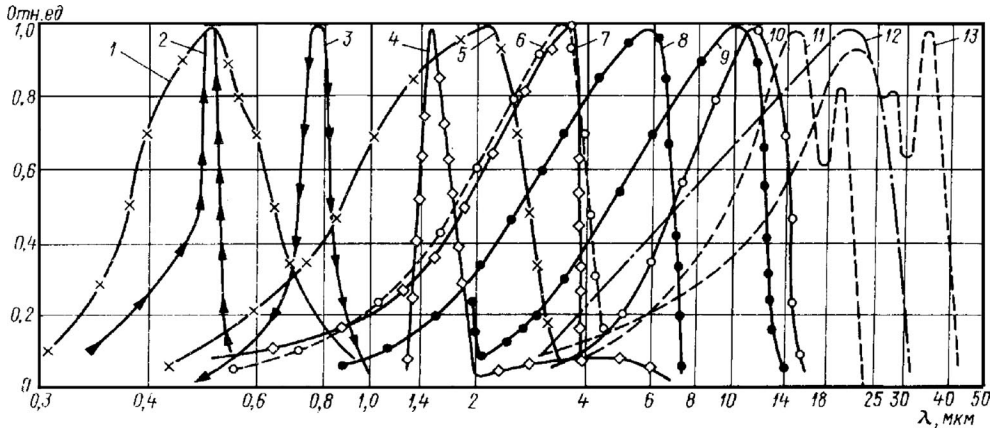


Рис. 18.4. Относительные спектральные характеристики чувствительности некоторых фоторезисторов: *1* — напыленный *CdS* (295K); *2* — ФСК-М1 (*CdS* при 295K); *3* — ФСД (*CdSe* при 295K); *4* — монокристалл *p*-типа из *Ge: Au* при 77K; *5* — ФСА (*PbSe* при 295K); *6* — *PbSe* (295K); *7* — монокристалл *n*-типа из *InAs* при 295K; *8* — монокристалл из *InSb* при 295K; *9* — Ge:Hg (30K); *10* — *Ge:Zn: Sb* (53K); *11* — *Ge:Cd*(4,2K); *12* — *Ge:Cu* (4,2K); *13* — *Ge:Zn*(4,2K)

Вольт-амперные характеристики ФР — $I(V)$ при Ф = const линейны в широких пределах (см. рис. 18.3, *а*). Нелинейность вольт-амперной характеристики наблюдается в ФР на основе CdS и CdSe при нагреве чувствительного слоя при больших облученностях.

Фоторезистору присущи токовый, генерационно-рекомбинационный, тепловой и радиационный шумы.

Эксплуатационные параметры и относительное изменение сопротивления ФР. Каждому типу фоторезистора соответствуют максимально допустимая электрическая мощность рассеивания P_{max} и максимальное напряжение питания V_{max}. Напряжение питания цепи ФР — нагрузка для заданного в паспорте V_{max} не должна превышать: $V \le V_{max}\,(R_н/R_ф + 1)$.

Кроме общепринятых параметров чувствительность фоторезисторов иногда характеризуют относительным изменением его сопротивления S_R, не зависящим от схемы включения: $S_R = \Delta R_ф/(R_ф \Delta Ф)$ (18.2), где $R_ф$ — сопротивление фоторезистора при потоке Ф; $\Delta R_ф$ — изменение сопротивления фоторезистора при приращении потока на $\Delta Ф$; S_R — в 1/Вт.

На рис. 18.3, *в* приведена кривая изменения сопротивления $R_ф$ фоторезистора от потока излучения, которую можно аппроксимировать на участке *1*, выра-

жением $R\Phi = R_\text{Т} - k\,\Delta\Phi$; 2 , $R_\Phi = R_\text{Т} + B\,/\,\Phi$; 3. $R_\text{ф} = \text{const}$, где k и B — некоторые постоянные коэффициенты, характеризующие крутизну зависимости; R_T — темновое сопротивление ФР. При работе фоторезистора на участке *1* $\Delta R\text{ф} = k\Delta\Phi$. Подставляя это значение в выражение (18.2), получим при $R_\text{ф} = R_\text{т}$: $S_R = k\Delta\Phi/(R_\text{Т}\Delta\Phi) = k/R_\text{Т}$.

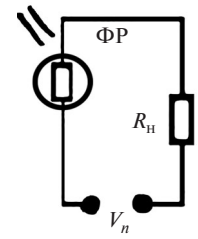


Рис. 18.5. Схемы включения ФР

Схемы включения фоторезисторов, выбор нагрузки, максимальная вольтовая чувствительность

Схемы включения фоторезисторов разнообразны, но можно выделить основную: схему деления напряжения (рис. 18.5). Схема деления напряжения, в которой фоторезистор — одно из плеч делителя напряжения, используется для непосредственного отсчета сигнала. При $R_\text{н} = R_\text{т}$ [1] максимум выходного сигнала на нагрузке и вольтовой чувствительности фоторезистора будет максимальной:

$$\Delta V_{c\,\max} = kV_n\Delta\Phi\,/\,(4R_T),\; S_{V\,\max} = \Delta V_{c\,\max}\,/\,\Delta\Phi = kV_n\,/\,(R_T 4) = S_R V_n\,/\,4.$$

Охлаждение ФР. Уменьшение температуры чувствительного слоя фоторезистора расширяет спектральный диапазон его работы в ИК-области спектра и увеличивает его абсолютную чувствительность. Кроме того, охлаждение приемника уменьшает его шумы и, следовательно, увеличивает обнаружительную способность [1].

Фотодиоды

Принцип действия фотодиодов. Фотодиодами (ФД) называют полупроводниковые приборы, основанные на внутреннем фотоэффекте, использующие одностороннюю проводимость *p-n*-перехода, при освещении которого появляется ЭДС (фотогальванический режим) или при наличии питания изменяется обратный ток (фотодиодный режим). ФД изготавливают на основе гомоперехода (*p-n*-переход, образованный на границе двух областей одинакового материала, но с примесями противоположного типа), гетероперехода (*p-n*-переход, образованный на границе двух областей разного материала с примесями противоположного типа), барьера Шоттки (контактный барьер, образующийся на границе металл и *n*-полупроводник или металл и *p*-полупроводник и различных МДП-структур).

Односторонняя проводимость (вентильный фотоэффект) возникает при освещении одной или обеих областей *p-n*-перехода. Рассмотрим режимы работы ФД. При работе ФД в фотогальваническом режиме в освещенной *n*-области образуются новые носители заряда — электроны и дырки (рис. 18.6, *а*). Они диффундируют к *p-n*-переходу, где неосновные носители-дырки — переходят в *p*-область (обратный ток неосновных носителей), а электроны, для которых диффузионное поле *p-n*-перехода будет запирающим, остаются в *n*-области.

При постоянном освещении в *p*-области накапливаются дырки, а *n*-области — электроны. Это приводит к появлению фото-ЭДС, поле которой направлено против поля диффузии в *p-n*-переходе. Фото-ЭДС, понижая одностороннюю проводимость *p-n*-перехода, увеличивает прямой ток основных носителей.

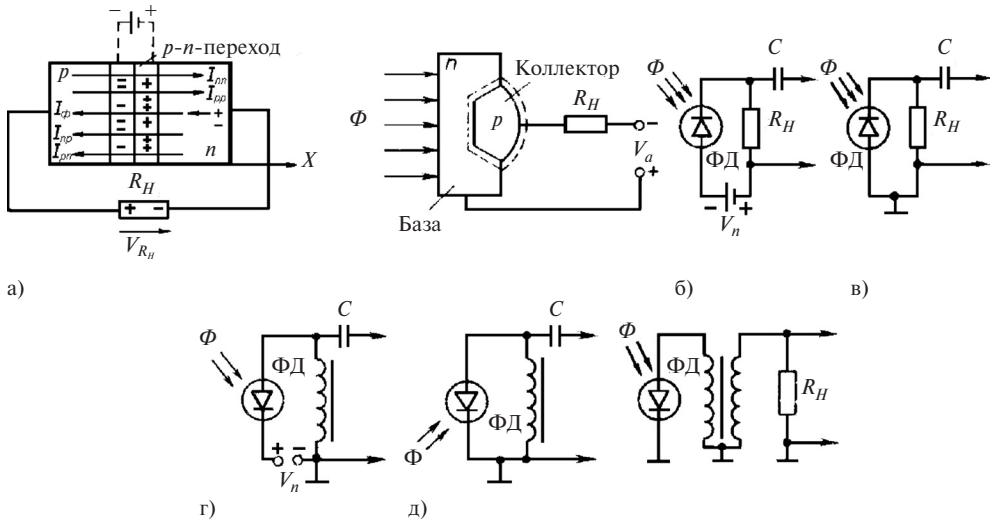


Рис. 18.6. Схема генерирования и разделения пар носителей заряда при освещении *p-n*-перехода (*а)* и способы включения ФД на активную и реактивную загрузки: фотодиодный (*б, г*), фотогальванический (*в, д*)

При разомкнутой внешней цепи и неизменном освещении прямой ток увеличивается до тех пор, пока токи основных и неосновных носителей выравниваются.

При подключении к контактам ФД нагрузки (рис. 18.6, *а*) и отсутствии освещения через *p-n*-переход и нагрузочное сопротивление потечет ток термически генерированных неосновных носителей I_S, называемых темновым током. Освещение вызывает дополнительный фототок неосновных носителей $I_ф = S_I Ф$. Общий ток в цепи ФД в фотогальваническом режиме:

$$I = I_S\left(\exp\frac{eV_R}{kT} - 1\right) - I_ф, \qquad (18.2)$$

где $V_R = IR_н$ — падение напряжения на нагрузке от протекающего в цепи тока; e = 1,6 10^{-19} [А с] — заряд электрона; k = 1,38 10^{-23} [Дж $К^{-1}$] — постоянная Больцмана; T — абсолютная температура.

Это выражение позволяет построить вольт-амперные характеристики в фотогальваническом режиме.Таким образом, ФД в фотогальваническом режиме непосредственно преобразует энергию излучения в электрическую энергию (при освещенности 8000 лк фото-ЭДС составляет около 0,1 В).

Диодный режим работы ФД.

В фотодиодном режиме к ФД прикладывают обратное напряжение (рис. 18.6, *б*), и при отсутствии освещения через *p-n*-переход и сопротивление нагрузки потечет обратный дырочный ток термически генерированных неосновных носителей *Is*, называемый темновым током. При освещении *n*-области через *p-n*-переход и сопротивление нагрузки будет протекать дополнительный

дырочный фототок неосновных носителей $I_ф$. Суммарный ток в цепи складывается из темнового тока и фототока неосновных носителей.

Ток основных носителей в диодном режиме будет пренебрежимо малым, так как прикладываемое обратное напряжение источника питания, складываясь с напряжением поля диффузии *p-n*-перехода, препятствует току основных носителей.

Выражение для вольт-амперной характеристики фотодиодного режима имеет вид:

$$I = I_S\left(\exp\frac{e(V_R - V)}{kT} - 1\right) - I_ф, \qquad (18.3)$$

где V — напряжение внешнего источника, В.

Рассмотрим схемы включения, вольтамперные характеристики и выбор нагрузки ФД.

Схема включения фотодиода в диодном режиме приведена на рис. 18.6, *б*, а экспериментально полученные вольт-амперные характеристики — на рис. 18.7, *а*, *б*. Теоретически вольт-амперные характеристики рассчитывают по формулам (18.2) и (18.3).

При изменении сопротивления нагрузки меняется угол наклона прямых α, так как $tg\alpha = 1/R_н = I/V_н$. При этом падения напряжений на нагрузке и ФД будут: $V_н = IR_н$; $V_{фд} = V_п - IR_н$. Ток во внешней цепи при приложении напряжения питания $V_п$ в запирающем направлении: $I = I_s + I_ф$.

Фототок через токовую чувствительность S_I и падающий поток излучения: $I_ф = S_IФ$. Из приведенных выражений $IR_н = V_н = S_IФR_н + I_SR_н$.

Продифференцировав это выражение, получим интегральную вольтовую чувствительность ФД: $S_V = dV_H / dФ = S_I R_H$.

Следовательно, для повышения вольтовой чувствительности необходимо увеличивать сопротивление нагрузки $R_н$. Значение $R_{нmax}$ связано с максимальным потоком излучения, который можно зарегистрировать ФД, следующим соотношением:

$$R_{Hmax} = V_н / (I_{фmax} + I_S) = V_н / (S_I \cdot Ф_{max} + I_S). \qquad (18.4)$$

При этом точка пересечения прямой нагрузки с вольт-амперной характеристикой, соответствующей максимальному потоку излучения $Ф_{max}$, должна лежать в области диодного режима. С учетом выражения (18.4) и $S_v = S_I R_н$

$$S_{V max ФД} = V_п \cdot S_I / (S_I \cdot Ф_{max} + I_S). \qquad (18.5)$$

При работе ФД с модулированным сигналом от объекта на фоне немодулированной фоновой засветки целесообразно, чтобы вольтовая чувствительность по постоянному току (от фона) была минимальна, а по переменному току (от объекта) — максимальна. Для этого используют трансформаторную или дроссельную схемы включения ФД, позволяющие получить большое сопротивление по переменному току (индуктивное сопротивление) и малое по постоянному (активное сопротивление) (рис. 18.6, *г*). Вольт-амперные характеристики данного случая приведены на рис. 18.7, *г*.

По постоянному току сопротивление нагрузки должно быть малым, в идеале — режим короткого замыкания ($R_{н\sim} \to 0$; $\text{tg}\,\alpha = \to \infty$; $\alpha = \to 90°$). По пере-

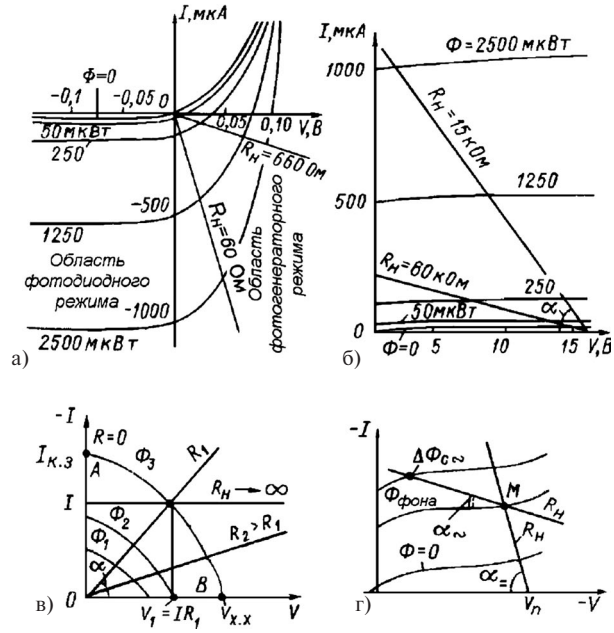


Рис. 18.7. Вольт-амперные характеристики в четырех квадрантах (*а*), ветви вольт-амперных характеристик в фотодиодном режиме (*б*), фотогальваническом режиме (*в*) и при работе на разные нагрузки по постоянному и переменному току (*г*)

менному току сопротивление должно быть большим, в идеале — режим холостого хода ($R_{н\sim} \to \infty$; tg $\alpha\sim \to 0$; $\alpha\sim \to 0$). При работе с разными нагрузками по постоянному и переменному токам Rн~ определяет вольтовую чувствительность, *а* $R_{н\sim}$ — режим работы.

Сопротивление нагрузки по постоянному току желательно делать немного меньше $R_{н\ max}$, вычисленного по формуле (18.4) для Φ_{max}, чтобы точка пересечения вольт-амперной характеристики (ВАХ) ФД с нагрузочной прямой находилась бы на прямолинейном участке ВАХ и небольшие колебания напряжения питания не влияли на фототок.

Фотогальванический режим работы ФД. В фотогальваническом режиме (рис. 18.6, *b, d, e*) работы ФД (рис. 18.7, *в*) напряжение на *p-n*-переходе определяется током, протекающим в цепи нагрузки, согласно формуле (18.2).

Если $R_н \to \infty$, то ток во внешней цепи $I = 0$, а вместо V_R в (18.2) можно подставить значение $V_{x.\,x}$ — напряжение холостого хода:

$$0 = I_S\left(\exp\frac{eV_{x.x}}{kT} - 1\right) - I_{\text{ф}}.$$

После преобразований найдем напряжение холостого хода

$$V_{x.x} = \frac{kT}{e}\ln\left(\frac{I_{\text{ф}}}{I_S} + 1\right) = \frac{kT}{e}\ln\left(\frac{S_I\Phi}{I_S} + 1\right). \qquad (18.6)$$

Напряжение холостого хода (фото-ЭДС) ФД в фотогальваническом режиме изменяется с ростом светового потока по логарифмическому закону и в пределе достигает значения, равного контактной разности потенциалов *p-n*-перехода. Зависимость $V_{x.\,x} = f(\Phi)$ — сложная и нелинейная, но диапазон изменения сигнала велик. Линейность наблюдают только на начальном участке при $I_\phi << I_s$. Для получения максимальной вольтовой чувствительности продифференцируем уравнение (18.6):

$$S_{V\max} = \frac{dV_{xx}}{d\Phi} = \frac{kT}{\bar{e}} \frac{1}{(S_I\Phi / I_S + 1)} \cdot \frac{S_I}{I_S} = \frac{kT}{\bar{e} I_S} \cdot \frac{S_I I_S}{(S_I\Phi_{\max} + 1)} = R_0\left[\frac{S_I I_S}{(S_I\Phi_{\max} + 1)}\right],$$

где I_s — темновой ток насыщения при $\Phi = 0$, $I_\phi = S_I\Phi$; $R_0 = kT/(eI_s)$ — сопротивление *p-n*-перехода при нулевом напряжении.

Для комнатной температуры $kT / e = 0{,}025$,

$$S_{V\max} = 0{,}025\frac{S_I}{(I_\Phi / I_S + 1)I_S}.$$

После подстановки $I_\phi = S_I\Phi_{max}$ получим: $S_{Vmax} = 0{,}025\ S_I/(S_I\Phi_{max} + I_s)$.

Разделим полученное выражение для вольтовой чувствительности в фотодиодном режиме (18.5) на выражение, полученное в фотогальваническом режиме. При напряжении питания ФД равно 15 В,получим:

$$S_{V\max\ ФД}/\ S_{V\max\ ФГ} = [S_I V_П/(S_I\Phi_{\max} + I_S)]:\{[(k\ T/\ e)]\ [S_I/(S_I\Phi_{\max} + I_S)]\} =$$

$$V_П\ /(k\ T/\ e) = 15{:}0{,}025 \cong 600 \text{ раз}.$$

Достоинства и недостатки использования ФГ и ФД режимов

Достоинства фотогальванического режима: отсутствие источников питания, малые собственные шумы, малый пороговый поток или большая обнаружительная способность.

Недостатки фотогальванического режима: нелинейная логарифмическая зависимость сигнала от потока излучения, малое внутреннее сопротивление, что заставляет использовать усилительный тракт с низкоомным входом; более чем на два порядка ниже вольтовая чувствительность по сравнению с ФД режимом, большая постоянная времени по сравнению с ФД режимом. Для реализации пороговых возможностей требуются большие коэффициенты усиления усилительного тракта с малыми собственными шумами и тепловыми шумами нагрузочного сопротивления, которое приходится охлаждать.

Достоинства фотодиодного режима: большая вольтовая чувствительность, большое внутреннее сопротивление фотодиода, что позволяет использовать большое внутреннее сопротивление усилительного тракта, соизмеримое с сопротивлением фотодиода; небольшие, по сравнению с ФГ режимом, коэффициенты усиления усилительного тракта; меньшая постоянная времени ФД из-за значительного приложенного напряжения питания, которое ускоряет образовавшиеся при облучении носители тока; больший, по сравнению с ФГ режимом, спектральный диапазон работы; линейность выходного сигнала в широком динамическом диапазоне облученностей.

Недостатки фотодиодного режима: необходимость в источнике питания, наличие обратного тока источника питания, который приводит к увеличению всех собственных шумов ФД, к которым добавляются шумы источника пита-

ния; меньшая предельная обнаружительная способность по сравнению с ФГ режимом без охлаждения.

Постоянная времени обычных ФД на основе Ge составляет 10^{-5} с, на основе Si — 10^{-6} с при напряжении питания порядка 20 В. Для уменьшения постоянной времени используют *p-i-n*-структуры с большим $V_{обр}$, уменьшают толщину базы и т.д.

Частотная характеристика ФД может быть скорректирована в электронном тракте.

Спектральная характеристика ФД зависит от толщины базы (глубины залегания *p-n*-перехода) и от диффузионной длины неосновных носителей. Для повышения спектральной чувствительности в длинноволновой области увеличивают диффузионную длину носителей, а для повышения спектральной чувствительности в коротковолновой области необходимо создать большее электрическое поле в базе, чтобы генерируемые в тонком слое носители разделялись в поле и не успевали рекомбинировать, как это происходит в поверхностно-барьерных ФД.

Спектральная чувствительность ФД меняется при переходе от фотогальванического режима к фотодиодному, так как меняется коэффициент собирания носителей (рис. 18.8, *а*). Значительное влияние на спектральную чувствительность ФД оказывает температура фоточувствительного слоя. Повышение температуры уменьшает ширину запрещенной зоны (для Si наблюдаемая зависимость является линейной и определяется выражением $d(\Delta E)/dT = 4 \times 10^{-4}$ эВ/гр., для Ge — квадратичной) и увеличивает коэффициент собирания носителей, что смещает границу спектральной чувствительности ФД в ИК-область (рис. 18.8, *б*). Понижение температуры уменьшает диффузионную длину неосновных носителей и коэффициент собирания, что смещает спектральную чувствительность в коротковолновую область. Совокупный эффект этих механизмов для Si показывает (рис. 18.9.б), что абсолютная спектральная характеристика ФД на основе Si с понижением температуры понижается с одновременным смещением максимума в коротковолновую область.

На рис. 18.10 приведены спектральные характеристики неохлаждаемых ФД на основе *InAs, GaAs, Si, Ge* и охлаждаемого ФД на основе *InSb*. Интегральная чувствительность кремниевых ФД лежит в пределах 3—20 мА/лм, германиевых — в пределах 15—25 мА/лм.

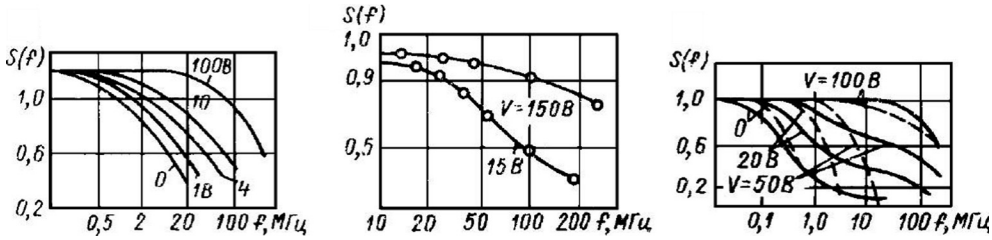


Рис. 18.8. Экспериментальные частотные характеристики кремниевых фотодиодов: *а* —на основе кремния *p*-типа, *б* — *p-n* структура на основе кремния *n*-типа, *в* — *p-i-n* структура (—) для $\lambda = 0{,}91$ мкм, (– –) для $\lambda = 0{,}6$ мкм

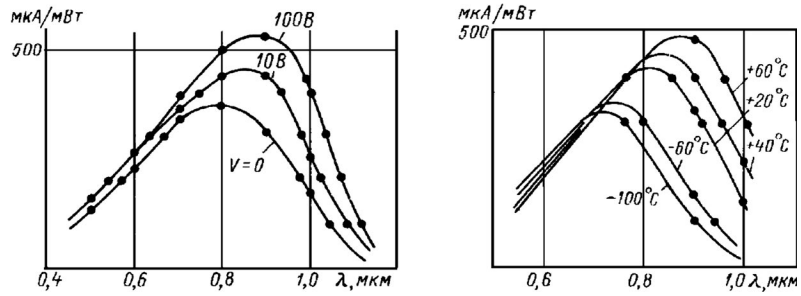


Рис. 18.9. Изменение спектральной чувствительности ФД при переходе от фотогальванического режима к фотодиодному (а) и влияние на нее температуры (б)

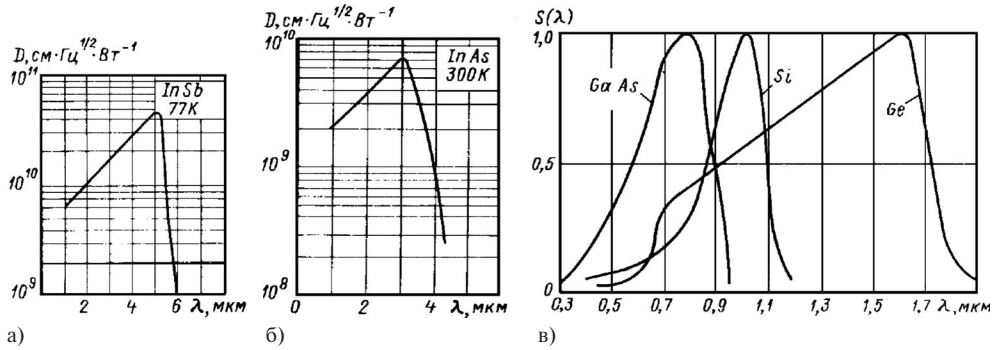


Рис. 18.10. Спектральные характеристики охлаждаемых ФД на основе *InSb* (а), неохлаждаемых на основе *InAs* (б), *GaAs; Si и Ge* (в)

В промышленности ФД применяют для управления и контроля технологическими процессами, в космической технике — в системах ориентации, навигации и стыковки космических аппаратов. Кроме того, ФД широко применяют в измерительных и следящих системах, в дальномерах, в приборах для измерения угловых скоростей и линейных перемещений наблюдаемых объектов и т.д.

Высокочастотные ФД. Для уменьшения постоянной времени ФД уменьшают толщину базы для того, чтобы образовавшиеся на поверхности носители быстрее достигли *p-n*-перехода. Расширяют *p-n*-переход за счет подачи высокого обратного напряжения и делают базу прозрачной для регистрируемого излучения с тем, чтобы излучение поглощалось в самом *p-n*-переходе. В настоящее время высокочастотные ФД изготавливают на основе гетеропереходов, барьеров Шоттки и *p-i-n*-структур.

В высокочастотных ФД с гетеропереходом материал освещаемого полупроводника подбирают так, чтобы регистрируемое излучение проходило бы сквозь него и поглощалось бы в самом *p-n*-переходе и вблизи за ним. Глубину залегания *p-n*-перехода в этом случае делают небольшой (гетерофотодиод с переходом *n-GaAs—pGe* имеет глубину залегания *p-n*-перехода 50 мкм). Кроме

того, *p-n*-переход расширяют за счет увеличенного обратного напряжения, что позволяет получить постояннную времени 10—20 нс.

В последние годы разработаны ФД с гетеропереходом на основе халькогенидов свинца (*PbS, PbSe и PbTe*), ФД с гетеропереходом *PbS—GaAs*, с контактами из золота на *PbS* и из *Au—Sn* на GaAs. Они имеют спектральную чувствительность 0,9—3,2 мкм при 77K с обнаружительной способностью $2 \cdot 10^9$ см $\cdot$ Гц$^{1/2}$/Вт.

В высокочастотных ФД на основе *PbS* базой служит *PbS p*-типа, далее идет слой PbS *n*-типа, полученный ионным легированием (внедрением ионов Sb), и слой SiO_2 с отверстиями для электролитического осаждения контактов из Au на слой PbS *n*-типа. При температуре 77 K и нулевом смещении такие ФД с площадкой 0,14 мм^2 имеют сопротивление 5×10^9 Ом, $D_{\lambda max} = 6 \cdot 10^{11}$см Гц$^{1/2}$/Вт и $\lambda_{max} = 3{,}4$ мкм, при 195K — 5×10^4 Ом, $D_{\lambda max} = 1{,}1 \cdot 10^{11}$ см Гц$^{1/2}$/Вт и $\lambda_{max} =$ = 2,95 мкм. При внедрении ионов Sb в PbTe *p*-типа при 77K и площадке 0,14 мм^2 (нулевое смещение) получают $\lambda_{max} = 4{,}4$ мкм (при 5,1 мкм обнаружительная способность уменьшается вдвое) с $D_{\lambda max} = 1{,}4 \cdot 10^{11}$см Гц$^{1/2}$/Вт. Параметры таких фотодиодов стабильны.

Поверхностно-барьерные высокочастотные ФД. У поверхностно-барьерных ФД (ПБФД) *p-n*-переход располагается на поверхности полупроводника. Постоянная времени у них достигает 1 нс. Их изготавливают на основе эффекта Шоттки (образование контактного барьера на границе металл—полупроводник) или при специальной обработке, когда проводимость поверхностного слоя полупроводника, в отличие от объемного слоя, приобретает иной знак. На рис. 18.11, *а* показано схематическое устройство ПБФД на основе эффекта Шоттки. Падающий поток проходит сквозь просветляющее покрытие 1, омический контакт с поверхностным инверсионным слоем 2, выполненным из тонкой (2—10 нм) золотой пленки, и поглощается в области *p-n*-перехода. Поглощение потока излучения в этой области приводит к слабой зависимости фототока и постоянной времени от напряжения питания, так как нет необходимости перемещать носители к *p-n*-переходу. ПБФД имеют более широкий диапазон спектральной чувствительности. Сильно поглощаемое УФ-излучение проходит через тонкую пленку золота и поглощается в области *p-n*-перехода,

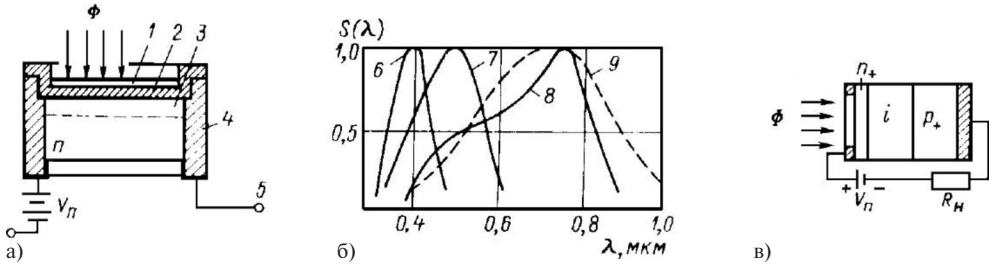


Рис. 18.11. Схема ПБФД (*а*), его усредненные спектральные характеристики (*б*) и структура ФД *p-i-n* типа (*в*); *1* — просветляющее покрытие; *2* — тонкая полупрозрачная пленка из золота или палладия; *3* — область *p-n*-перехода; *4* — изолирующее кольцо; *5* — омический контакт; *6* — AuGaP; *7* — AuGaAsP; *8* — «Астра-1»; *9* — ФПЗ-3

что позволяет реализовать спектральную чувствительность до 0,2 мкм. С другой стороны, отсутствие термообработки при изготовлении ПБФД обеспечивает высокую диффузионную длину неосновных носителей, что сдвигает границу чувствительности в ИК-область. На рис. 18.11, *б* приведены усредненные относительные спектральные характеристики ПБФД: AuGaP—λ_{max} = 0,44 мкм, $S_{инт}$ = 5,2 × 10^{10} мкА/Вт; AuGaAsP—λ_{max} = 0,54мкм, $S_{инт}$ = 6,2 × 10^{10} мкА/Вт; «Астра-1» — λ_{max} = 0,8мкм, $S_{инт}$ = 1,5 × 10^{9} мкА/Вт; ФПЗ-1—λ_{max} = 0,8мкм, $S_{инт}$ = 1,8 × 10^{9} мкА/Вт.

ПБФД отличаются от обычных малым темновым током (до 10^{-10} А/см^2) и постоянной времени схемной релаксации ($\tau_р$ = RC ≤ 1нс).

На основе PbSe изготавливают ПБФД с λ'' = 6 мкм. Пленки PbSe *p*-типа толщиной 2—6 мкм выращивают на подложке из BaF_2 шириной около 0,35 мм. Поверхностный барьер формируют, напыляя на пленки свинец. Омические контакты создают напылением на пленки платины. Такие ПБФД площадью 10^{-3} см^2 при температуре 77К имеют сопротивление 1,5—74 кОм, D = = 1,8 × 10^{10} см Гц$^{1/2}$ /Вт и квантовую эффективность до 70 %. Постоянная времени лучших ПБФД составляет единицы наносекунд. У ПБФД наблюдается тепловой, дробовый и токовый шумы. При работе ПБФД на высоких частотах модуляции потока излучения при небольших обратных смещениях (примерно 6 В), основную роль в электронном тракте обработки сигнала играет тепловой шум сопротивления нагрузки.

ФД p-i-n-типа. Ширину потенциального *p-n*-перехода можно увеличить в p_+-*i*-n_+-структурах, представляющих собой собственный полупроводник *i* с большим удельным сопротивлением (в 10^6—10^7 раз более высоким, чем у *n*- и *p*-областей), ограниченный с двух сторон сильно легированными слоями *n*- и *p*-типа (рис. 18.11, *в*). На *p*- и *n*-области наносят контакты. При приложении к контактам напряжения смещения сильное равномерное внутреннее электрическое поле электронно-дырочного *p-n*-перехода сосредоточивается в *i*-области. При малой толщине освещаемого слоя *n*- или *p*-типа (0,5 мкм) падающее излучение поглощается в *i*-слое. Постоянная времени такого ФД определяется временем пролета носителей через переход: при ширине *i*-области 0,1 мм $\tau = (1{,}7 \div 1{,}3) \cdot 10^{-9}$с. При небольшой площади перехода (примерно 2 × 10^{-4} см^2) емкость перехода мала и время схемной релаксации будет 10^{-11}—10^{-12} с.

Частотная характеристика ФД *p-i-n*-типа в коаксиальном исполнении (корпус представляет часть коаксиального кабеля) с площадью перехода около 2 × 10^{-4} см^2 простирается до частот 20 ГГц. Темновой ток мал и составляет для кремниевых ФД примерно $(1 \div 8) \cdot 10^{-9}$А. Структура *p-i-n* является одной из основных структур высокочастотных ФД.

Приемники с внутренним усилением фототока

Лавинные фотодиоды. Лавинные фотодиоды (ЛФД) усиливают фототок за счет ударной ионизации *p-n*-перехода и образования лавинного процесса размножения поступающих в этот переход неосновных носителей. При достаточном обратном электрическом смещении *p-n*-перехода образовавшиеся при освещении электроны ускоряются электрическим полем и сталкиваются с атомами решетки в области *p-n*-перехода, образуя дополнительные электронно-дырочные пары (рис. 18.12), которые в свою очередь совершают такой же процесс.

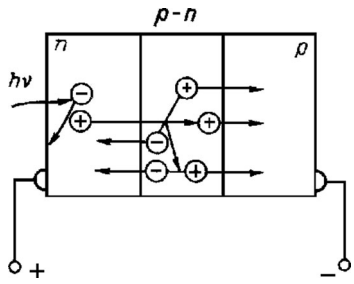


Рис. 18.12. Лавинный процесс в ЛФД

В результате входной ток $I_{вх}$ усиливается в M раз, где $M = I_{вых}/I_{вх}$ — коэффициент умножения лавинного фотодиода; $I_{вых}$ — выходной ток ЛФД.

ЛФД обычно работают в предпробойном режиме, поэтому коэффициент умножения M очень чувствителен к колебаниям напряжения $V_{пер}$, приложенного к области объемного заряда в p-n-переходе.

Фототранзисторы. Фототранзистор (ФТ) — полупроводниковый приемник излучения на основе использования внутреннего фотоэффекта — совмещает свойства ФД и усилительного транзистора. Различают униполярные и биполярные ФТ. Униполярные ФТ, создаваемые на основе (металл—деэлектрик—полупроводник) МДП-структур, бывают двух типов: в первом ток обусловлен электронами и его называют n-канальным; во втором ток обусловлен дырками и его называют p-канальным.

В ОЭП чаще всего используют биполярные ФТ-полупроводниковые приемники излучения на основе использования внутреннего фотоэффекта с двумя p-n-переходами и дополнительным усилением фототока на втором p-n-переходе. Биполярный ФТ состоит из монокристалла германия n-типа (рис. 18.13, *а*) — базы, в которой с двух сторон имеются сплавные p-n-переходы — коллекторный и эмиттерный. Значительный эффект усиления фототока наблюдают при включении ФТ с «оборванной» базой (рис. 18.13, *а*). При этом на эмиттерный переход подают напряжение в прямом направлении, а на коллекторный — в запирающем.

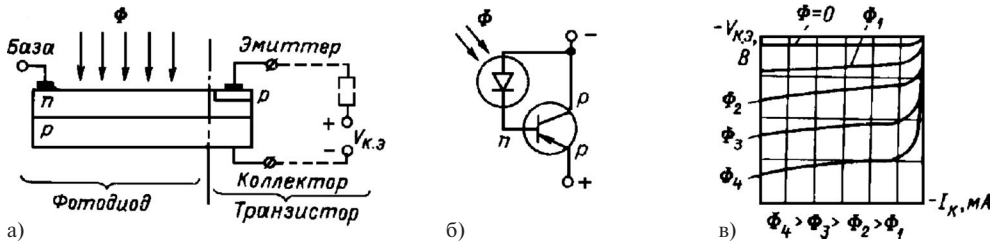


Рис. 18.13. Схема включения (а), эквивалентная схема (б) и вольт-амперные характеристики фототранзистора (в)

Входным сигналом для фототранзистора (в отличие от обычного транзистора) служит падающий поток излучения Ф, который и управляет током в цепи. Когда транзистор не облучен, через него протекает ток, определяемый неосновными носителями, инжектированными из эмиттера, прошедшими базу и достигшими коллектора. Несмотря на то что переход база—эмиттер включен в прямом направлении, количество дырок, инжектированных эмиттером в базу, невелико, а сам ток фактически мал. Объясняется это накоплением ды-

рок в базе, вызванным отсутствием контактирующих отрицательных зарядов, которые не могут туда поступать из-за ее обрыва.

При облучении образующиеся дырки диффундируют к эмиттеру и коллектору. Дырки, пришедшие к коллектору, увеличивают его ток, а электроны создают избыточный нескомпенсированный отрицательный объемный заряд, уменьшающий потенциальный барьер перехода эмиттер—база и вызывающий резкое увеличение потока дырок из эмиттера в область базы.

Эти дырки, пройдя базовую область, попадают в коллектор и еще больше увеличивают ток ФТ, причем ток за счет дырок, вызванных отрицательным объемным зарядом в области базы, превосходит значение тока, определяемого дырками, генерированными в базе первоначально под действием излучения. Таким образом происходит усиление фототока. Базовый вывод можно использовать для выбора начального режима и стабилизации рабочей точки ФТ при изменении окружающей температуры.

Благодаря усилению фототока интегральная чувствительность ФТ выше, чем у ФД, и достигает 0,2—0,5 А/млм. Вольтовая чувствительность ФТ немного выше, чем у ФД (а иногда и ниже), так как темновой ток ФТ больше, а рабочее напряжение питания меньше (3В). Вольт-амперные характеристики ФТ аналогичны ФД (рис. 18.13, *в*). ФТ имеют меньшее внутреннее сопротивление и их характеристики обладают большей крутизной, чем у ФД. Энергетические характеристики ФТ линейны в широком диапазоне.

По постоянной времени и частотным характеристикам ФТ уступают ФД, так как коллекторный переход имеет большую емкость — примерно 10^5 пФ/см^2, что увеличивает постоянную времени схемной релаксации. (Постоянная времени фототранзисторов 10^{-4}—10^{-6} с.)

Полевые ФТ. Полевые ФТ отличаются от обычных большой интегральной чувствительностью. Конструктивно ФТ состоит из трех электродов: истока, стока и затвора (рис. 18.14, *д*). Между истоком и стоком образуется фоторезистивный проводящий канал с сопротивлением, изменяющимся при облучении и зависящим от потенциала затвора, который отделен от проводящего канала *p-n*-переходом. Ширина *p-n*-перехода также зависит от потенциала затвора. Расширение *p-n*-перехода уменьшает сечение канала и увеличивает его сопротивление и наоборот. При освещении полевого ФТ переход канал—затвор можно рассматривать как обычный ФД с подключенным сопротивлением R_H, по которому потечет фототок $I_Ф$, пропорциональный потоку излучения. Паде-

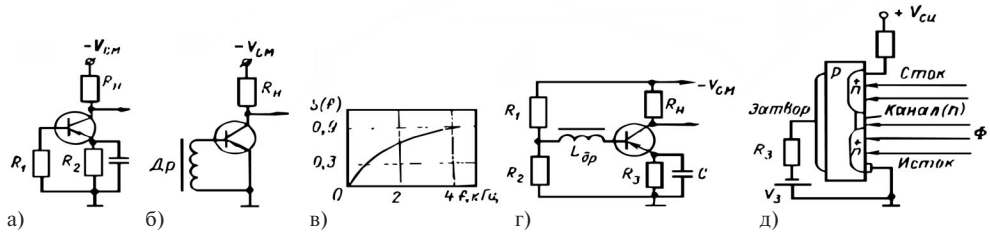


Рис. 18.14. Эквивалентная схема включения фототранзисторов с автоматическим смещением (а), высокостабильная с избирательной связью (б) и ее чувствительность (в), схема с избирательной связью (г) и устройство и включение полевого фототранзистора (д)

ние напряжения на нагрузке $V_H = R_H I_Ф$ изменит потенциал затвора, что приведет к изменению тока стока I_c

$$\Delta I_c = S\Delta V_H = SR_H I_ф,$$

где S — крутизна характеристики передачи dI_c/dV_H при напряжении сток—исток $V_{си}$ = const. Токовая чувствительность полевого ФТ

$$S_{In.т} = \frac{\Delta I_c}{Ф} = \frac{SR_H I_ф}{Ф} = SR_H S_I,$$

где S_I — токовая чувствительность обычного ФД; SR_H — увеличение чувствительности полевого ФТ относительно ФД более чем на три порядка.

К недостаткам работы полевого ФТ относят нелинейность его энергетических характеристик, так как при больших уровнях потока излучения потенциал затвора становится столь малым, что его изменение уже не влияет на ток стока, который близок к максимальному значению. Постоянная времени полевых фототранзисторов (примерно 10^{-7} с) определяется инерционностью цепи затвора и временем пролета носителей через канал.

Фототиристоры. Фототиристор — это фотоэлектрический полупроводниковый прибор *p-n-p-n*-структуры с тремя *p-n*-переходами. При освещении он переводится из закрытого состояния в открытое в прямом направлении. Схема работы фототиристора аналогична схеме работы обычного тиристора с той разницей, что управляющей величиной является не ток, а световой поток [1].

Многоэлементные фотоприемные устройства на основе приборов с зарядовой связью (ФПЗС)

ПЗС-фотоприемник ФПЗС представляет собой ряд простых МДП-структур (металл—диэлектрик—полупроводник), выполненных на одном кристалле и образующих систему элементарных конденсаторов. В ПЗС-структуре осуществляется: формирование зарядного рельефа, адекватного распределению освещенности на фоточувствительной поверхности, хранение и перенос зарядового рельефа в сторону выходного устройства, а также детектирование зарядов, т.е. преобразование пространственных зарядов в выходное напряжение видеосигнала. ФПЗС выполняет одновременно функции приемника и анализатора оптического изображения.

Благодаря регулярности структуры на одном кристалле ФПЗС удается разместить большое число (до 10 млн) элементов. Ниже будет показано, что современные матричные ФПЗС фактически являются многофункциональными приборами, которые могут работать по различным алгоритмам в зависимости от управляющих сигналов. Рассмотрим принцип действия ПЗС.

Приборы с зарядовой связью: ПЗС, представляют собой ряд МДП-структур, сформированных таким образом, что полоски металлических электродов (ламелей) образуют регулярную систему пикселей с достаточно малыми расстояниями между соседними ламелями (рис. 18.15).

Принцип действия ПЗС: если приложить к электроду пикселя *2* отрицательное напряжение — V_2, электроны в подложке (основные носители) уходят от поверхности в глубину *n*-полупроводника. При этом в области электрода *2* на границе раздела диэлектрик—полупроводник образуется область, обедненная электронами, представляющая собой потенциальную яму для неосновных

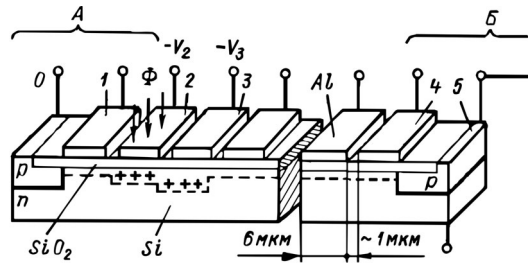


Рис. 18.15. Схема ПЗС: А — входная секция (запись); Б — выходная секция (считывание); О — исток входной секции; *1* — затвор входной секции; *2*, *3* — электроды; *4* — затвор выходной секции; *5* — выходной сигнал

носителей-дырок. При освещении этой области изображением объекта со стороны прозрачного (для данного диапазона спектра) электрода *2* (или со стороны подложки) образовавшиеся пропорционально локальной облученности дырки притягиваются к границе раздела диэлектрик—полупроводник и локализуются в узком поверхностном слое. Если теперь к электроду *3* приложить отрицательное напряжение большей амплитуды, то образуется более глубокая потенциальная яма, и дырки перетекают из ямы *2* в яму *3*.

При приложении к электродам ПЗС управляющих напряжений определенного значения заряды перемещаются вдоль поверхности от структуры к структуре. Вводят заряд (запись) и без светового воздействия через входную секцию записи, потенциал которой регулируют. Секция включает в себя диффузный исток неосновных носителей типа *p*-*n*-перехода и входной затвор секции (входной ключ), управляющий движением заряда из диффузионного истока в первую потенциальную яму.

Вывод заряда из системы — считывание — осуществляют через обратно смещенный правый *p*-*n*-переход, работающий как емкость, напряжение на которой меняется пропорционально перенесенному на нее пакету зарядов. Выходной затвор секции (выходной ключ) после считывания очередного пакета зарядов с правого *p*-*n*-перехода возвращает его в исходное состояние, т.е. подготавливает для следующего пакета зарядов.

ПЗС может внешнюю информацию (электрическую или световую строки изображения объекта) преобразовать в зарядовые пакеты подвижных носителей, размещаемые на границе диэлектрик—*n*-подложка.

Считывание осуществляют при их направленном управляемом перемещении вдоль поверхности при последовательной подаче внешнего напряжения на контакты.

Таким образом, линейка ПЗС позволяет распределение освещенности в строке изображения объекта превращать в зарядовые пакеты носителей, хранить зарядовую информацию и преобразовывать ее в видеосигнал при последовательной смене потенциалов на ламелях за счет формирования сдвигового регистра ПЗС.

Наибольшее распространение получили перемещающие заряд регистры (рис. 18.16), образованные тремя электродами, соединенными токопроводящими шинами и образующими трехфазную электродную систему, так как они

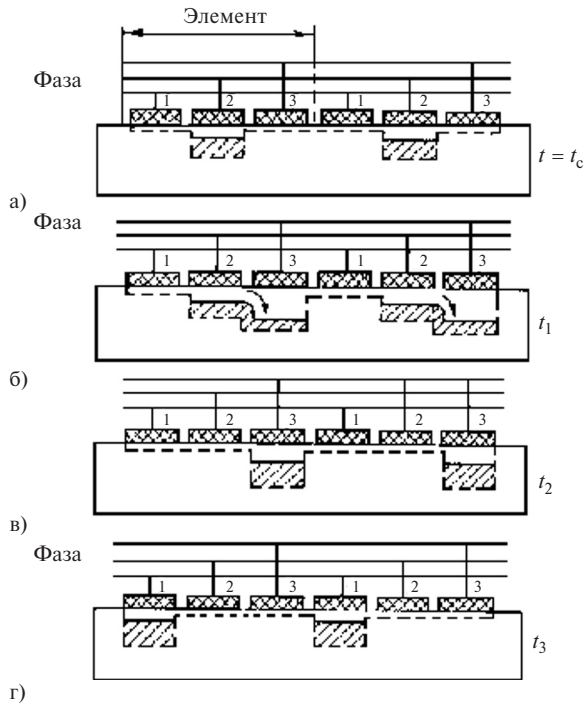


Рис. 18.16. Процесс накопления и переноса зарядов в трехфазном ПЗС: а — накопление зарядов под электродом ламели *2*; б — перенос зарядов под ламель *3*; в — заряды находятся под электродами ламели *3*; г — заряды перенесены под следующую ламель *1*

контролируют направление перемещения заряда. В рассматриваемом случае первоначально отрицательный (положительный в случае *p*-подложки) потенциал подан на пиксель *2*, а на пикселях *1* и *3* он низкий (рис. 18.16, *а*). По истечении некоторого времени, когда под действием локальной освещенности от объекта под ламелью *2* накопятся заряды, высокий потенциал с нее снимается и подается на ламель *3*, расположенную справа. Заряды перетекут в потенциальную яму под ламелью *3* одновременно во всех элементах сдвигового регистра. Налево они не потекут, так как потенциал на пикселе *2* оставлен низким (рис. 18.16, *б*). Далее высокий отрицательный потенциал с пикселя *3* переключается на пиксель *1*, и все заряды одновременно переносятся вправо еще на один шаг (рис. 18.16, *г*); затем с пикселя *1* на *2* и т.д. По ширине линейки делают стоп-каналы *p*+-типа (*n*+-типа для *p*-подложки), не позволяющие зарядам растекаться в стороны, направляющие их строго вдоль регистра. За время накопления зарядов в потенциальных ямах под действием освещенности объекта накопятся также термогенерированные носители, которые составят паразитную добавку к информационному заряду во всех потенциальных ямах и обусловят появление темнового тока считывания.

Недостаток считывания линейкой ПЗС — паразитная засветка пикселей ПЗС изображением объекта во время считывания, которая приводит к возмож-

ному переполнению потенциальных ям и к смазыванию изображения. Для устранения этого экраном перекрывают поток излучения изображения на момент считывания или разделяют процессы накопления и считывания в структуре формирователя видеосигнала (ФВС), подключая фоточувствительный накопительный ПЗС-регистр (рис. 18.17, *а*) через затвор *3* параллельного переноса к считывающему ПЗС-регистру сдвига *А*, защищенному от воздействия света экраном *1*. При большом числе элементов линейки ставят два ПЗС-регистра считывания: А и В , что уменьшает число переносов, улучшает качество считывания и упрощает технологию изготовления (рис. 18.17, *б*). При разделении функций накопления и считывания получается большое отношение периода накопления к периоду считывания, так как после передачи накопленного сигнала одной строки в считывающий регистр обе функции выполняются параллельно, что осуществимо при использовании одного ПЗС.

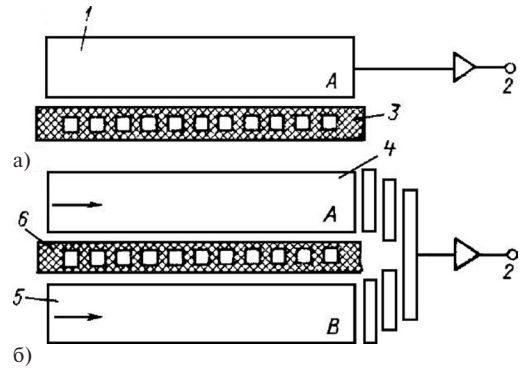


Рис. 18.17. Организация однорегистрового (а) и двухрегистрового (б) линейных ФПЗС: *1, 4, 5* — светонепроницаемые экраны, под которыми находятся регистры считывания *А* и *В; 2* — выход; *3, 6* — затвор передачи

Из МДП-элементов изготавливают двумерные матричные ФВС (рис. 18.18), в которых каждый светочувствительный регистр соединен с элементом сдвигового регистра, выводящего зарядовые пакеты из матрицы. Выходной сдвиговый регистр не должен быть светочувствительным, так как выполняет только функции переноса. После формирования пакетов зарядов от изображения их переносят одновременно во всех регистрах вправо, как показывают стрелки. За один такт пакеты зарядов крайнего правого столбца *10* перейдут в потенциальные ямы выходного сдвигового регистра, например, под электроды фазы 2. После этого выходной регистр переносит их на выход. Когда он полностью освободится, в него перейдут заряды следующего светочувствительного столбца и т.д. Процесс продолжается, пока матрица полностью не очистится от зарядовых пакетов, и тогда начинается новый такт наполнения.

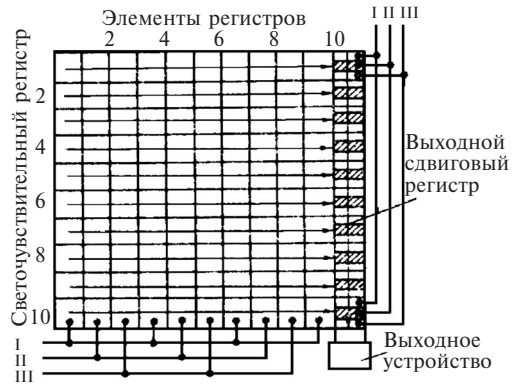


Рис. 18.18. Матричный ФВС 10 × 10 элементов

Материалом ПЗС может служить кремний, германий, сульфид кадмия, сульфид цинка, селенид кадмия, антимонид индия, теллур,

примесный германий и тройные соединения — *InAsSb, InGaSb, PbSeTe,* $Pb_xSn_{1-x}Te$, $HgxCd_{1}{}_{-x}Te$ и т.д. Однако следует отметить, что (за исключением кремния) ПЗС обеспечивают удовлетворительные параметры только при охлаждении (5-77 К), так как при обычной комнатной температуре велика термогенерация носителей во всем объеме, что снижает отношение сигнал/шум и уменьшает время хранения информации.

Кроме общепринятых параметров и характеристик ПИ ($S_{инт}$, $S_{абс}(\lambda)$, $S(\lambda)$, $I_{ф}(Ф)$, P_{max}) и шумов, ПЗС характеризуют некоторые специальные: частотно-контрастная характеристика; время хранения информации $T_{хр}$; амплитуды минимальных и максимальных управляющих напряжений хранения $V_{хр}$ и записи $V_{зап}$; минимальная f_{min} и максимальная f_{max} тактовые частоты; эффективность переноса зарядов и зависимости всех параметров и характеристик от температуры. Интегральная чувствительность элементов ПЗС зависит от используемых полупроводниковых материалов, для кремниевых ПЗС близка к 500 мкА/лм (0,1-0,2 А/Вт) и характеризует эффективность преобразования потока излучения в зарядовые пакеты. Абсолютная и относительная спектральные характеристики чувствительности ПЗС [$S_{абс}(\lambda)$; $s(\lambda)$] определяются, как и у ПИ, шириной запрещенной зоны полупроводника и спектральными коэффициентами поглощения, отражения и пропускания полупрозрачных электродов и диэлектрика. Для уменьшения интерференции в многослойной системе затворный окисел—поликремний—изолирующий окисел следует оптимально выбирать толщины слоев.

В типичных ПЗС с площадью электродов 10^2 мкм^2 и диэлектриком толщиной 150 нм полный зарядовый пакет при потенциале накопления 10 В содержит 0,5 пКл.

Допустимое время хранения информационного заряда в одной ячейке находят из условия непревышения, термогенерируемым зарядом, заданного значения по отношению к информационному. Максимальная частота работы ПЗС определяется длительностью передачи $t_{пер}$ зарядового пакета с элемента на элемент, причем в этом случае сразу же за тактом записи информации в данный момент начинается передача информации в следующий, поэтому минимальная длительность интервала хранения равна $t_{пер}$, а максимальная частота $f_{max} = t_{пер} / m$. Для современных трехтактных схем на ПЗС значения тактовых частот составляют: $f_{min} = 0,1 \div 1$ кГц; $f_{max} = 2 \div 10$ МГц. Приближенно время хранения информации можно считать равным времени $t_{хр}$, необходимого для нейтрализации неподвижного заряда акцепторов в обедненной поверхностной области подложки у слоя диэлектрика (например, в потенциальной яме для электронов в подложке *p*-типа) за счет тепловой генерации носителей внутри нее:

$$t_{хр} = N_A\, 2\tau_0 / n_i = 2 \cdot 10^{15} \cdot 10^{-5} / (1{,}4 \cdot 10^{10}) \approx 0{,}7 \text{ с},$$

где $N_A \approx 10^{15}$ см$^{-3}$ — концентрация акцепторной примеси в подложке при комнатной температуре; $n_i = 1{,}4 \cdot 10^{10}$ см$^{-3}$ — концентрация носителей заряда в собственном полупроводнике при комнатной температуре; $\tau_0 = 10^{-6} \div 10^{-5}$с — эффективное время жизни носителей в обедненной области для хорошо обработанных образцов кремния.

Так как n_i зависит от температуры, то $t_{хр}$ также зависит от температуры. Расчет показывает, что при возрастании температуры ПЗС от –60 до 125 °С $t_{хр}$ уменьшается на шесть порядков. Для комнатной температуры при принятии специальных мер время хранения информации составляет несколько миллисекунд, а при глубоком охлаждении, в зависимости от требований к качеству хранения информации, — недели и месяцы. При уточненных расчетах времени хранения следует учитывать соотношения между значениями паразитного и информационного зарядов, что уменьшает время хранения информации.

Потребляемая электрическая мощность ПЗС определяется передачей заряда, так как расходуемая на хранение мощность за счет токов термогенерации и токов утечки мала. Средняя электрическая мощность за период: $P = W / T_н = Wf_0 = ZLQ_р (V_{зап} — V_{хр})f_0$, где W — полная энергия, отдаваемая генератором тактовых импульсов за один цикл передачи в трехтактной схеме; z — длина металлических ламелей ПЗС (ширина линейки ПЗС); L — ширина ламели (ширина потенциальной ямы); $Q_р$ — заряд информационного пакета.

Наибольшая потребляемая мощность будет при максимальной частоте, когда $T_н = 3t_{пер}$. Для ПЗС с параметрами: z = 20 мкм; L = 6 мкм; V_0 = 3,5 В; $Q_р / C_д$ = 4 В; $V_{зап}$ = 20 В; $V_{хр}$ = 10 В; P_{max} = 400 мкВ/бит при f_{max} = 16 мГц и P = 4 мкВт/бит при f_0 = 1,6 мГц, где V_0 — минимальное напряжение на затворе, при котором наступает инверсия поверхности полупроводника; $C_д$ — удельная емкость диэлектрика затвора.

Гибридные мозаичные приемники ИК-изображения (ГМП)

Приемные элементы ГМП ИК-изображения изготавливают из обычных, ранее рассмотренных полупроводниковых материалов в виде ФР или ФД, соединенных с ПЗС-(ПЗИ)-ячейками, через которые осуществляют считывание или режим временной задержки и накопления информационного сигнала (рис. 18.19).

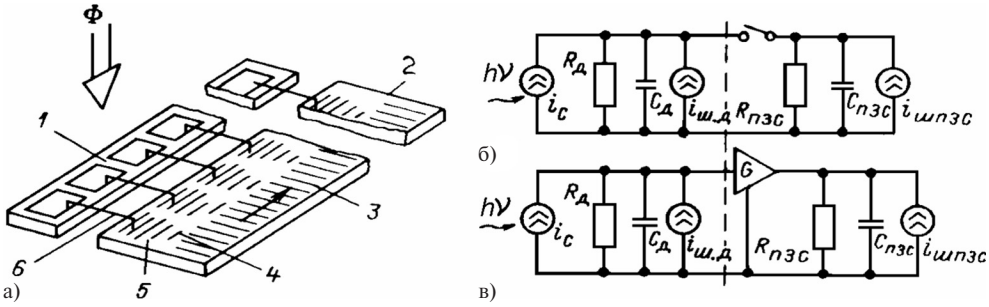


Рис. 18.19. Гибридный приемник ИК-изображения: а — конструкция; б — эквивалентная схема приемника с непосредственной связью; в — эквивалентная схема приемника с косвенной связью через активный элемент: *1* — линейка ПИ; *2* — выход; *3* — сдвиговый регистр на ПЗС; *4* — передающий затвор (необязателен); *5* — входные цепи; *6* — соединительные выводы; i_c — ток сигнала; $R_Д$, $R_{ПЗС}$, $C_Д$, $C_{ПЗС}$, $i_{Ш,Д}$, и $i_{ш\ ПЗС}$ — сопротивление, емкость и шумовой ток ПИ и ПЗС; G — коэффициент усиления

При такой гибридизации число необходимых электрических соединений от каждого элемента уменьшается до одного на каждый столбец и каждую строку. Выполнение приемных ПОИ в ГМП на базе ФР из-за тока смещения, которым может быстро заполниться потенциальная яма ПЗС(ПЗИ), нецелесообразно. Поэтому чаще элементы ГМ*П* изготавливают в виде элементарных ФД, работающих в фотогальваническом режиме. Так как число ПОИ в ГМП может лежать в диапазоне 10^2—10^4, электрические их соединения с ПЗС-ячейками превращаются в серьезную проблему. Входная цепь в случае прямой инжекции от фотодетекторного элемента к ПЗС-ячейке может быть чисто пассивной, через передающий затвор, либо может содержать биполярные или МОП-транзисторы, осуществляющие косвенный ввод информационного сигнала в ПЗС-ячейку (рис. 18.19, *в*).

Для эффективной передачи заряда от фотодетектора к ПЗС-ячейке необходимо, чтобы выходное сопротивление фотодетектора R_0 и крутизна передающего затвора были как можно больше. При гибридизации не происходит заметного ухудшения отношения сигнал/шум самого фотодетектора, и тепловое рассеяние на один канал также мало.

Гибридные приемники для ИК-излучения с ПЗС—(ПЗИ)-ячейками и схемы их связи обычно рассчитывают на работу при температурах (77 K) или с термоэлектрическим охлаждением (180—200K).

18.3. Приемники излучения на основе внешнего фотоэффекта

Внешний фотоэффект, или фотоэлектронная эмиссия — это испускание электронов с поверхности фоточувствительного слоя в вакуум или другое вещество под действием падающего потока излучения.

В приемниках на внешнем фотоэффекте поток фотоэлектронов, эмитируемых под действием падающего излучения одним из электродов (фотокатодом) в вакуум (или газ), ускоряется за счет прикладываемого постоянного внешнего напряжения и улавливается другим электродом (анодом), образуя во внешней цепи электрический ток — фототок.

В качестве фотокатодов используют некоторые чистые и сложные металлы и полупроводники. Фотоэлектронная эмиссия полупроводников состоит из поглощения фотона и передачи его энергии электрону, диффузии (перемещения) возбужденного электрона к поверхности фотокатода и прохождения его в вакуум через поверхностный потенциальный барьер (электрическое поле, действующее в узкой области вблизи поверхности фотокатода, удерживающее электроны внутри вещества). Энергию, которая необходима электрону для преодоления поверхностного потенциального барьера, называют работой выхода. Известны следующие основные законы внешнего фотоэффекта:

1. Фототок (число фотоэлектронов, вырываемых из фотокатода в единицу времени) в режиме насыщения (все вылетевшие из фотокатода фотоэлектроны собираются на анод, и фототок не зависит от напряжения питания) прямо

пропорционален потоку излучения, поглощенного фотокатодом, при неизменном спектральном составе падающего потока излучения (закон Столетова):

$$I_ф = ФS_{инт},$$

где $S_{инт}$ — интегральная чувствительность фотокатода, А/Вт; Ф — поглощенный поток, Вт (или лм); $I_ф$ — фототок, А.

2. Максимальная энергия выбиваемых фотоэлектронов пропорциональна частоте ν падающего на фотокатод излучения и не зависит от потока излучения (закон Эйнштейна — закон сохранения энергии при фотоэлектронной эмиссии).

Если электрон в веществе после взаимодействия с упавшим фотоном с энергией $h\nu$ вышел в вакуум с кинетической энергией $(mu^2/2)_{max}$, совершив фотоэлектронную работу выхода $E_ф$, то закон Эйнштейна можно записать в виде

$$(mu^2/2)_{max} = h\nu - E_ф,$$

где m и u — масса и скорость фотоэлектрона.

Для каждого вещества существует длинноволновая граница внешнего фотоэффекта, называемая «красной границей», так как энергия падающих фотонов $h\nu$ уменьшается с увеличением длины волны и уменьшением частоты. Пороговая частота фотоэффекта ν'' соответствует энергии падающих фотонов, при которой даже максимальная кинетическая энергия фотоэлектронов равна нулю: $h\nu_{гр} - E_ф = 0$, откуда:

$$\lambda'' = c/\nu'' = hc/E_ф = 1{,}242/E_ф,$$

где c — скорость распространения электромагнитного излучения в вакууме; λ'' — граничная длина волны в мкм при измерении $E_ф$ в эВ.

Время запаздывания между поглощением кванта и появлением фотоэлектрона меньше 10^{-12} с, что позволяет на основе внешнего фотоэффекта создавать быстродействующие приемники излучения.

Электровакуумные фотоэлементы

Электровакуумные фотоэлементы — вакуумные или ионные диоды, основанные на явлении фотоэлектронной эмиссии электронов в вакууме (электронный фотоэлемент) или газе (ионный фотоэлемент), преобразуют энергию оптического излучения в электрические сигналы и содержат фотокатод и анод (рис. 18.20). Ионные (газонаполненные) фотоэлементы применяют редко. Наибольшее распространение получили электровакуумные фотоэлементы (ФЭ), поэтому ограничимся их рассмотрением.

Размер ФЭ, расстояние между электродами, конструкция цоколя и выводов зависит от типа аппаратуры, в которой используют фотоэлемент.

Требование обеспечить полный сбор эмитированных электронов на анод определяют формы фотокатода и анода. Спектральная чувствительность ФЭ зависит от типа фотокатода и материала окна колбы. Спектральная чувствительность ФЭ в основном определяется фотокатодом: его толщиной, материалом подложки и окна баллона, в меньшей степени — температурой фотокатода (изменяется работа выхода электрона); старением (постепенным изменением свойств фотокатода за счет неидеального вакуума и газоотделения арматуры и стенок колбы), напряженностью электрического поля у фотокатода,

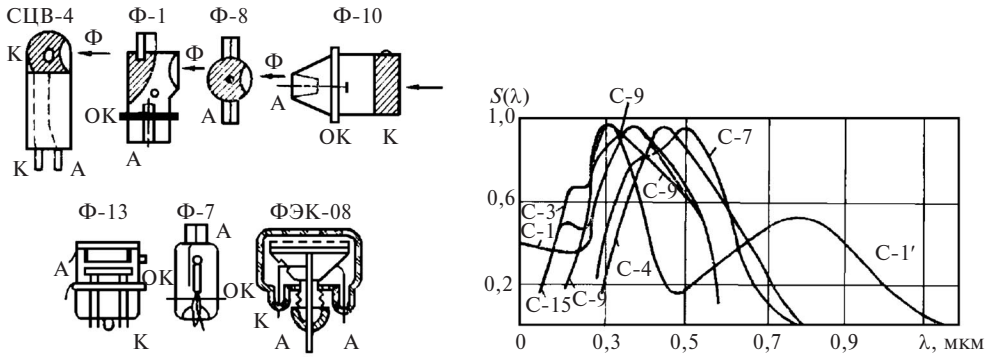


Рис. 18.20. Схемы стандартных электровакуумных ФЭ (а) и спектральные характеристики некоторых фотокатодов (б): К — фотокатод; А — анод; ОК — охранное кольцо фотокатода, используемое при больших световых потоках

зависящей от приложенного напряжения (при освещении фотокатода коротковолновыми квантами вылетающие фотоэлектроны обладают большей энергией, и сбор их на анод требует более высокого напряжения питания), «утомлением» фотокатода.

Явление утомления характеризуется неравномерным понижением спектральной чувствительности (под действием потока излучения) фотокатода во времени, она зависит от качества и типа фотокатода, от режима освещенности фотокатода, от анодного напряжения и температуры среды, а также от цикличности работы фотоэлемента во времени.

Наиболее сильное явление утомления наблюдается у серебряно-кислородно-цезиевых фотокатодов, у которых при освещенности 2500 лк в течение нескольких часов чувствительность уменьшается на 60—80%.

Для оценки спектральной чувствительности фотоэлементов разработана система типовых спектральных характеристик (табл. 18).

Таблица 18. Типовые спектральные характеристики

Обозначение спектральной характеристики (рис. 18.20, *б*)	Фотокатод	Область спектральной чувствительности	Пределы изменения положения максимума
		нм	
С-1	Ag-O-Cs	400—1200	750±100
С-2	Cs_3Sb (массивный)	350—700	450±50
С-3	Cs_3Sb (увиолевое окно)	200—650	380±50
С-4	Cs_3Sb (полупрозрачный)	320—650	440+40
С-5	ВAgOCз	320—750	490±50
С-6	Cs_3Sb (на металлической подложке)	300—620	390150
С-7	ВAgOCs (полупрозрачный)	300—800	500±50
С-8	$Na_2KSb(Cs)$	300—800	440±40
С-9	$Cs_3Sb(O)$ (кварцевое стекло)	160—650	340+50

Продолжение табл. 18

Обозначение спектральной характеристики (рис. 18.20, *б*)	**Фотокатод**	**Область спектральной чувствительности**	**Пределы изменения положения максимума**
		нм	
С-10	Mg (увиолевое окно)	200—300	225+10
С-11	Na_2K Sb (Cs) (полупрозрачный)	300—850	430+10
С-12	Cs_3Sb(O) (увиолевое окно)	200—650	420+50
С-13	$Na_2K8Ь$(Cs) (увиолевое окно)	200—850	400+50
С-14	Cs_2Te (увиолевое окно)	200—340	255+25
С-15	Cs_3Sb (кварцевое стекло)	160—650	390+50

Энергетические характеристики вакуумных фотоэлементов линейны в широком динамическом диапазоне (диапазон изменения потока). Нижний предел линейности ограничивают темновые токи (от 10^{-7} до 10^{-14} А) у различных фотоэлементов и шумы фотоэлемента и нагрузки.

Верхний предел линейности (10^{-4} А) ограничен образованием пространственного заряда у поверхности фотокатода и на стекле колбы, утомлением фотокатода и вторичной эмиссией стекла (слабо покрывающегося пленкой щелочного металла при напылении фотокатода), появляющейся при больших световых потоках.

Линейность световой характеристики по потоку излучения сохраняется от пороговых потоков до единиц люменов. При включении фотоэлемента в цепь нагрузки диапазон линейности уменьшается.

Временное разрешение фотоэлементов определяется временем движения электронов от места их образования при освещении до поверхности катода (10^{-12}с), временем пролета их от катода до анода (10^{-11}—10^{-10}с) и переходными процессами в цепи фотоэлемент—нагрузка.

ФЭ включают последовательно с источником питания ($V_п$) и сопротивлением нагрузки $R_н$ (рис. 18.21, *а-в*). При отсутствии освещения в цепи ФЭ течет темновой ток, складывающийся из тока утечки между электродами и тока термоэмиссии. Ток термоэмиссии можно уменьшить, охлаждая фотокатод. Ток утечки по стволу колбы (наружная и внутренняя стороны) при $V_п$ = 200—300 В достигает 10^{-8}—10^{-7} А. Для его уменьшения у ряда ФЭ существует охранное кольцо, завариваемое между выводами катода и анода. Как видно из рис. 18.21, *а*, ток утечки замыкается по охранному кольцу и исключается из измерительной цепи.

Влияние темнового тока уменьшают, модулируя поток излучения и устанавливая разделительную емкость C_p (рис. 18.21), которая исключает постоянные составляющие из выходной цепи регистрирующего устройства, работающего на переменном токе. Емкость, необходимая при работе в импульсном режиме,

$$C_p \geqslant (2 \div 10)\tau_н / (R_н + R_{вх}),$$

где $\tau_н = 1/f_m$ — длительность импульса или время модуляции; f_m — частота модуляции потока излучения; $R_{вх}$ — входное сопротивление регистрирующего устройства.

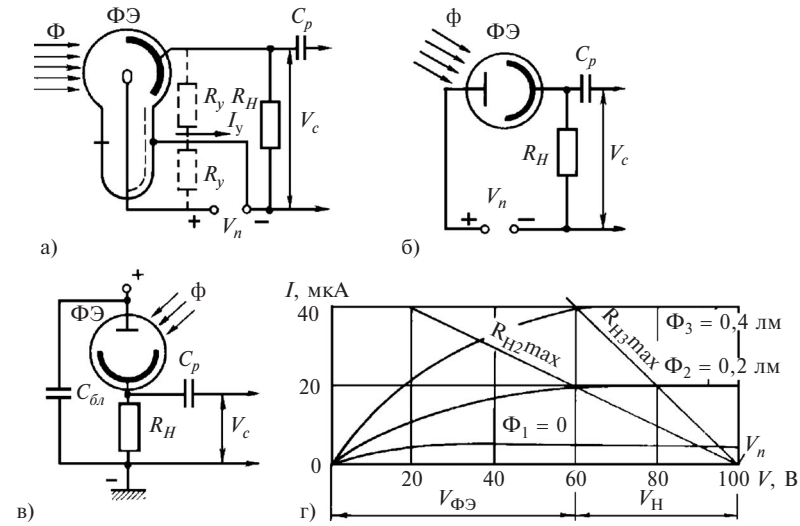


Рис. 18.21. Схемы включения ФЭ: а — с охранным кольцом; б — без охранного кольца; в — импульсная схема включения с положительным импульсом на нагрузке; г — вольт-амперные характеристики

При работе с короткими световыми импульсами (порядка наносекунд) параллельно источнику включают блокировочный конденсатор $C_{бл}$ (рис. 18.21, *в*), который обеспечивает низкое выходное сопротивление источника питания (конденсатор является источником) и ослабляет электрические наводки на провода *ФЭ*.

Форма вольт-амперных характеристик ФЭ, уровень его максимальной освещенности и напряжение питания позволяют решить вопрос о выборе нагрузки (рис. 18.21, *г*). Точка пересечения нагрузочной прямой с вольт-амперной характеристикой при максимальной необходимой регистрируемой освещенности должна лежать в области насыщения фототока. В этом случае небольшие колебания напряжения питания $V_п$ не влияют на выходной сигнал $I_ф$, а $dI_ф / dV_п = 0$. При этом также желательно иметь максимальную вольтовую чувствительность S_V.

Фотоэлектронные умножители

Фотоэлектронный умножитель (ФЭУ) — электровакуумный прибор, преобразующий энергию оптического излучения в электрические сигналы, — состоит из фотокатода, вторично-электронного умножителя и анода.

Конструктивно от вакуумного фотоэлемента ФЭУ отличается тем, что кроме фотокатода и анода содержит еще фокусирующую электронно-оптическую систему, диафрагму и дополнительные электроды (диноды), являющиеся эмиттерами вторичных электронов (рис. 18.22, *а*).

При освещении фотокатод 1 эмитирует первичные фотоэлектроны, которые ускоряются электрическим полем и фокусируются электронно-оптической системой 2 на первый динод $Э_1$, вызывая его увеличенную вторичную электронную эмиссию. Вторичные электроны, вылетевшие из первого динода,

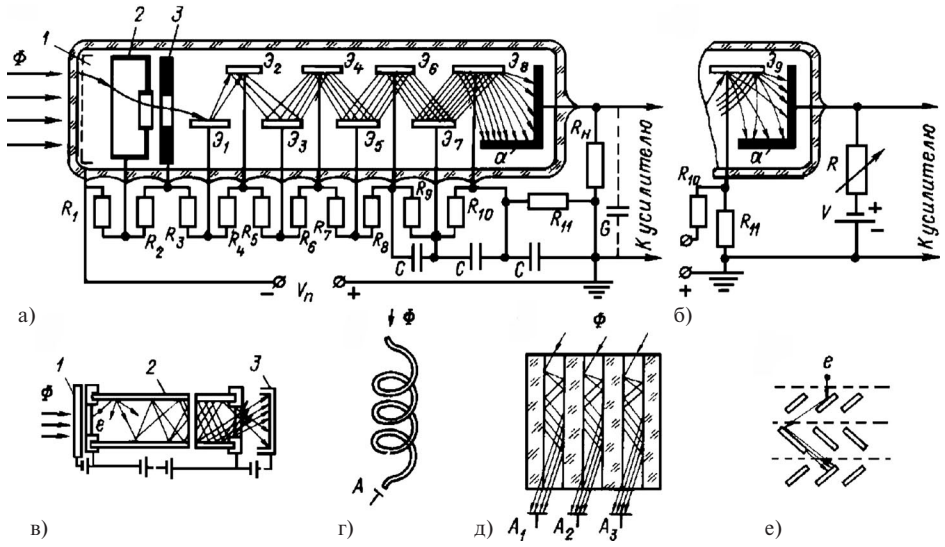


Рис. 18.22. Устройство ФЭУ со схемой его питания (а, б) и пояснение работы канального (в-д) и жалюзийного (е) ФЭУ

ускоряются электрическим полем и направляются на второй динод $Э_2$, увеличенный поток электронов со второго динода — на третий и т.д.

Электрическое поле, ускоряющее электроны, создается делителем постоянного напряжения $R_1...R_{11}$, который обеспечивает больший положительный потенциал каждого последующего каскада относительно предыдущего.

Фотокатоды ФЭУ аналогичны фотокатодам ФЭ и могут работать «на просвет» и на «отражение». При работе на просвет полупрозрачный фотокатод наносят на плоское входное окно колбы в виде круга диаметром 10—50 мм (иногда до 250 мм), при работе на отражение входное окно часто располагают на боковой стенке колбы, а излучение через него попадает на фотокатод со стороны вакуума.

Пространство, образуемое поверхностями фотокатода *1* и первого динода $Э_1$ с расположенными между ними электродами, называют катодной (входной) камерой ФЭУ. Форма и распределение электрического потенциала по поверхности фотокатода, фокусирующего электрода *2* и диафрагмы *3* должны обеспечить максимальный сбор фотоэлектронов на первый динод за счет использования законов движения электронов в электрическом поле.

Качество электронно-оптической системы катодной камеры определяется коэффициентом сбора электронов γ_K (отношением числа фотоэлектронов, достигших первого динода, к общему числу эмитированных фотокатодом электронов n_K). Коэффициент сбора электронов у современных ФЭУ близок к единице.

Первичные фотоэлектроны, попадая на первый динод, взаимодействуют с электронами его вещества и возбуждают их до более высоких энергетических состояний. Часть электронов перемещается к границе динода с вакуумом. Электроны, достигшие поверхности с энергией, превышающей поверхност-

ный потенциальный барьер, переходят в вакуум и ускоряются электрическим полем ко второму диноду. Время вторичной электронной эмиссии меньше 10^{-12} с.

Вторичную электронную эмиссию характеризуют коэффициентом вторичной эмиссии

$$\sigma = n_д / n_K \gamma_K,$$

где $n_K\gamma_K$ — число первичных электронов, падающих на поверхность динода; $n_д$ — среднее число эмитируемых динодом электронов.

Коэффициент вторичной электронной эмиссии динода зависит от энергии первичных электронов, от материала динода и состояния его поверхности. Энергия первичных электронов в диапазоне 100—1800 эВ дает максимальное значение. В качестве вторично-эмиссионных материалов динодов применяют $SbCs_3$ и окисленные сплавы *CuBe, AlMg, AgMg, CuMg, GaP(Cs)* и т.д. Форму и расположение динодов выбирают, учитывая максимальный сбор электронов, эмитированных предыдущим динодом; одинаковое время пролета электронов от фотокатода до анода (траектории электронов должны быть изохронными для обеспечения малой постоянной времени); отсутствие объемного заряда, приводящего к нелинейности световой характеристики.

Часть электронов из-за несовершенства системы рассеивается и попадает на стенки баллона и на нерабочие участки динодов, что учитывает коэффициент эффективности динодного каскада γ_i (отношение числа электронов, попавших на $i + 1$-й динод, к числу электронов, вышедших из i-го динода). У современных ФЭУ $\gamma_i = 0{,}7—0{,}9$.

Число электронов, собираемых на анод,

$$n_a = n_K \gamma_K \prod_{i=1}^{m} \sigma_i \gamma_i = n_K \gamma_K M,$$

где m — число каскадов; M — коэффициент усиления ФЭУ.

Если $\sigma_1 = \sigma_2 = ... = \sigma$, а $\gamma_к = \gamma_i$, то $M = \sigma^m$ или $I_a = I_к \sigma^m$, где I_a — анодный ток ФЭУ; I_K — ток эмиссии фотокатода.

Для серийных ФЭУ при среднем коэффициенте вторичной эмиссии $\sigma = 4$ и числе каскадов 12 коэффициент усиления ФЭУ $M = 10^7$, что достаточно для регистрации сигнала на выходе от одного упавшего на фотокатод кванта (выбившего один фотоэлектрон).

В последние годы находят широкое применение жалюзийные и канальные ФЭУ, отличающиеся от обычных построением динодной системы.

Жалюзийная динодная система (рис. 18.22, *е*) состоит из наклонных полосок и прозрачной сетки, находящейся под тем же потенциалом. Сетка экранирует жалюзи, обеспечивая попадание вторичных электронов на лопасти следующего динода. Эффективность жалюзийного динода невелика (88%).

Подобные системы имеют и некоторые преимущества, обеспечивая широкий диапазон линейности световой характеристики; высокую стабильность анодного тока; относительную нечувствительность к небольшим изменениям межкаскадных напряжений; стабильность анодного тока при наличии магнитных полей; большую площадь динода, позволяющую работать при повышенных токовых нагрузках.

В жалюзийных ФЭУ между катодной камерой и динодной системой помещают кольцевой электрод-модулятор, изменяющий анодную чувствительность ФЭУ в широких пределах и осуществляющий внутреннюю модуляцию сигнала.

Большие возможности для миниатюризации ФЭУ представляет использование непрерывного динода с распределенным сопротивлением. В простейшем случае такой динод представляет собой трубку (канал) (рис. 18.22, *в—д*), изготовленную из специального стекла, на поверхности которого в результате термообработки в водороде образуется слой, обладающий необходимыми электрическим сопротивлением и коэффициентом вторичной электронной эмиссии.

При подаче высокого напряжения на концы канала через проводящие контакты по его поверхностному слою течет ток, создающий падение напряжения вдоль канала. Вторичный электрон, выбитый из внутренней стенки канала, под действием электростатического поля ускоряется и ударяется о стенку канала в точке с более высоким потенциалом. Усиление в канале зависит от отношения его диаметра к длине (калибр), напряжения на его концах канала и вторично-эмиссионных свойств рабочей поверхности. При оптимальном калибре канала, равном 50—100, и напряжении около 2,5 кВ можно получить усиление 10^6—10^7.

Простейшая (прямая) форма канала не позволяет получить больших усилений в ФЭУ из-за увеличения шумов, обусловленных оптической и ионной обратными связями с анода на фотокатод (прямое видение).

Для устранения этого недостатка каналу может быть придана форма спирали (спиральтрон), для чего систему из нескольких соединенных в месте параллельных каналов (например, четырех) закручивают вокруг оси при ее изготовлении (рис. 18.22, *г*).

Недостаток прямых и изогнутых каналов — низкая эффективность *эк*вивалентного каскада умножения, так как часть вторичных электронов выходит под такими углами к оси трубки, что попадает в тормозящее поле и не участвует в дальнейшем процессе умножения. Кроме того, наблюдается большой разброс времени пролета электронов из-за отсутствия их фокусировки, что увеличивает постоянную времени ФЭУ. Эти недостатки устранены в системах со скрещенными магнитными и электрическими полями, которые используют для изготовления высокочастотных ФЭУ.

Анодный блок ФЭУ состоит из последнего динода и анода. Часто анод выполняют в виде сетки и располагают между предпоследним и последним динодами. В этом случае электроны от последнего динода ускоряются анодом — сеткой и, умножаясь на последнем диноде, собираются на аноде. Недостатком сеточного анода является перехват части электронов на пути к последнему диноду, что ухудшает временное разрешение ФЭУ.

Спектральная чувствительность ФЭУ определяется в основном типом фотокатода и материалом стекла колбы. Спектральные характеристики ФЭУ такие же, как у ФЭ (см. рис. 18.20, *б*). Для регистрации излучения с $\lambda < 105$ нм применяют ФЭУ с открытым входом (нет входного окна). Коэффициент усиления ФЭУ можно также определить как отношение интегральной анодной чувствительности ФЭУ S_a к интегральной чувствительности фотокатода $S_{фк}$

при определенном напряжении между анодом и фотокатодом $V_{а,к}$ = const и рекомендованной паспортом на ФЭУ схемой включения:

$$M = S_а/S_{фк}.$$

При наличии в паспорте ФЭУ значения темнового анодного тока $I_{т.а}$ и темнового тока фотокатода $I_{т.к}$ при $V_{а,к}$ = const можно также определить коэффициент усиления ФЭУ: $M = I_{т.а}/I_{т.к}$.

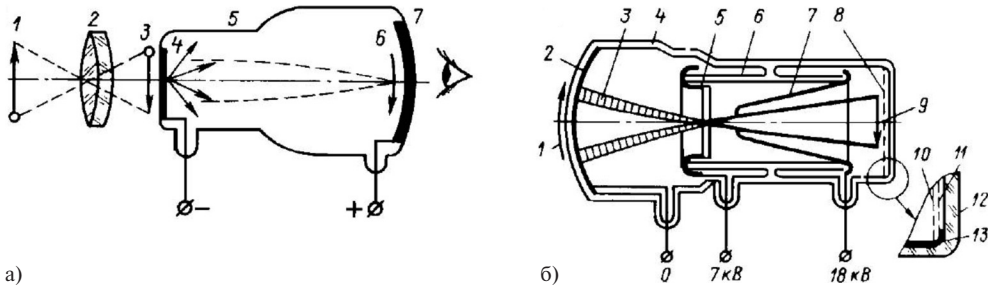
В паспортах ФЭУ указывается ряд рекомендованных значений напряжения питания $V_{а,к}$, соответствующих определенным номинальным значениям анодной чувствительности: $S_а$= l, 3, 10, 30, 100, 1000, ... А/лм, иногда приводится одно значение $S_а$ при рекомендованном $V_{а,к}$. Для разных экземпляров ФЭУ одного и того же типа разброс $S_а$ при $V_{а,к}$ = const может превышать порядок, а для разных типов ФЭУ — несколько порядков.

Временное разрешение ФЭУ зависит от времени внешнего фотоэффекта (10^{-12} с), времени вторичной эмиссии (10^{-12} с), времени пролета электронов от фотокатода до анода (с учетом умножения на динодах), изохронности (одновременности) их прихода на анод и постоянной времени схемной релаксации $\tau_р$.

Постоянная времени по фронту нарастания импульса для обычных ФЭУ составляет 5—10 нс (при $\tau_р < 1$ нс), что позволяет регистрировать модулированные потоки с частотой в сотни мегагерц.

Электронно-оптические преобразователи

Электровакуумное устройство на основе внешнего фотоэффекта, преобразующее оптическое изображение, создаваемое на фотокатоде рентгеновскими, видимыми, УФ- или ИК-излучением, в промежуточное электронное, а затем в видимое изображение на флюоресцирующем экране, называют электронно-оптическим преобразователем (ЭОП) (рис. 18.23, *а*).



а) б)

Рис. 18.23. Схематическое устройство ЭОП (а) и ЭОП с трехэлектродной фокусирующей системой (б): *1* — изображение; *2* — фотокатод, *3* — электронный пучок; *4* — баллон из стекла; *5* — электрод; *6* — держатель; *7* — анод; *8* — экран; *9* — электронное изображение; *10* — люминесцирующий слой; *11* — алюминиевая фольга; *12* — стеклянная стенка; *13* — контактирующее покрытие

Конструктивно простейший ЭОП состоит из стеклянного баллона *5*, из которого откачан воздух, на одну стенку баллона нанесен полупрозрачный фотокатод *4*, на противоположную — флюоресцирующий экран *7*. Между фотокатодом и экраном приложено постоянное напряжение 10—15 кВ. Объектив *2*

строит на фотокатоде *4* невидимое (или видимое) изображение *3* рассматриваемого предмета *1*. Под воздействием изображения возникает эмиссия фотоэлектронов, число которых в любой точке пропорционально имеющейся там освещенности. В момент выхода из фотокатода фотоэлектроны вылетают по различным направлениям. Ускоряющее электрическое поле стягивает фотоэлектроны в узкий пучок, ускоряет и направляет к экрану *7* в точку, лежащую против точки выхода. На экране *7* электронное изображение *6* преобразуется в видимое благодаря его флюоресценции из-за бомбардировки фотоэлектронами. С экрана изображение может передаваться либо на сетчатку глаза (непосредственно или с помощью окуляра), либо на телевизионную трубку, или любое другое устройство. Такой ЭОП дает линейное увеличение $\Gamma_Э = 1^x$ (отношение линейного размера изображения на экране к линейному размеру на катоде). Фокусировка электронных пучков осуществляется только за счет действия однородного плоского электростатического поля.

Разрешающая способность такого ЭОП $N \leqslant 5 \div 6$ пар линий/мм, так как электрическое поле собирает все вылетевшие из одной точки фотокатода фотоэлектроны не в точку на экране, а в некоторый кружок (кружок рассеяния) из-за различных направлений начальных скоростей электронов. Диаметр кружка рассеяния d_O определяет разрешающую способность ЭОП. Для повышения разрешающей способности ЭОП электронные пучки фокусируют электростатическим или магнитным полем.

Наибольшее распространение получили ЭОП с электростатической фокусировкой. На рис. 18.23, *б* приведена схема ЭОП с трехэлектродной электростатической фокусирующей системой со следующими параметрами: диаметр фотокатода 80 мм, длина 160 мм, напряжение 18 кВ, диаметр экрана 50 мм, разрешающая способность 30 пар линий/мм.

Изменяя потенциал третьего среднего электрода, можно изменять разрешающую способность ЭОП в различных кольцевых зонах экрана за счет перефокусировки электронных пучков при настройке.

Фотокатоды ЭОП аналогичны ФЭ и ФЭУ, и их спектральные характеристики приведены выше. В качестве флюоресцирующих экранов применяют различные мелкозернистые люминофоры — желто-зеленого свечения при работе с глазом, фиолетово-синего — для фотографирования или для дальнейшей передачи с помощью фотоэлектронных приборов. Наиболее часто используют экраны типа *ФС*-1, ФС-5, ЖЗ-2, К-67, К-40, К-72 со временем послесвечения 10^{-6}—10^{-2} с.

Пленочные мелкозернистые слои специальных люминофоров могут обеспечить разрешение в несколько сот линий на миллиметр.

Схема питания ЭОП обычно состоит из высоковольтного преобразующего блока и низковольтного источника питания. Постоянный ток аккумулятора поступает на преобразователь (дающий на выходе переменный ток), с преобразователя на повышающий трансформатор, выпрямитель, стабилизатор, делитель напряжения и ограничитель тока. Ограничитель тока предохраняет преобразователь от пробоя при сильных засветках. Напряжение на выходе высоковольтного блока (и схема делителя напряжения) определяется типом ЭОП и колеблется от 3 до 45 кВ. Стабилизация напряжения должна осуществляться в пределах ±(5—10) %.

Потребляемый ток определяется током фотоэмиссии и колеблется от 10^{-4} до 10^{-5} А, потребляемая мощность — 2—5 Вт.

ЭОП широко применяют в приборах визуального наблюдения при плохой видимости и в условиях естественной ночной освещенности порядка 10^{-3}—10^{-4} лк. Коэффициент яркости современных многокаскадных ЭОП достигает 10^6—10^8. Приборы с ЭОП широко используют в приборах наблюдения с подсветкой ИК-прожекторами и импульсными лазерами. ЭОП с плоской конструкцией применяют для регистрации быстропротекающих процессов в ядерной физике и в исследованиях искровых разрядов с временным разрешением до 10^{-14} с при напряженности поля у фотокатода $3 \cdot 10^5$ В/см.

Приборы с ЭОП используют для визуализации рентгеновского и нейтронного излучения. В астрономии ЭОП применяют для фотографирования спектров далеких звезд, а в оптической микроскопии — для наблюдения слабо светящихся объектов.

Применение ЭОП в телевидении позволило создать системы, работающие в темноте по ИК-излучению объектов и при пониженной освещенности с дистанционным их наблюдением.

В научной фотографии ЭОП позволяет осуществлять высокоскоростное и спектрозональное фотографирование в видимой УФ- и ИК-области спектра.

18.4. Тепловые приемники оптического излучения

В тепловых приемниках оптического излучения (ТПОИ) поглощение потока излучения в чувствительном элементе приводит к появлению в нем температурного поля и, как следствие, к повышению его температуры. При таком изменении термодинамического состояния системы решетка—электроны увеличивается энергия электронов, кроме того, изменяются их электрические свойства.

Спектральная чувствительность ТПОИ постоянна в широком спектральном интервале, так как энергия фотонов преобразуется в тепло неселективно (рис. 18.24, *а*).

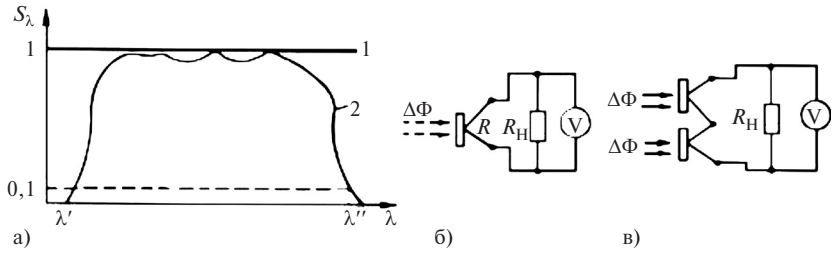


Рис. 18.24. Спектральная чувствительность ТПОИ (а) и схемы включения термоэлементов (б, в): *1* — теоретическая; *2* — экспериментальная

Для увеличения абсолютной спектральной чувствительности ТПОИ необходимо, чтобы чувствительный элемент поглощал все излучение вплоть до самых больших длин волн так, чтобы повышение температуры было прямо

пропорционально полному поглощенному потоку излучения. Для этого чувствительный элемент покрывают тонким слоем черни, приближая условия поглощения излучения к идеальным (как в черном теле, когда поглощается все падающее на него излучение).

На практике спектральный интервал работы ТПОИ ограничен (рис. 18.24, *а*): λ'_{min} — проницаемостью материала приемного элемента и пропусканием окна ТПОИ; λ''_{max} — ростом коэффициента отражения материала приемного элемента и также материалом окна. ТПОИ делят на несколько групп: термоэлементы; болометры; оптико-акустические приемники; пироприемники, основанные на изменении поляризации пироактивного кристалла при воздействии на него модулированного потока излучения; приемники на термоупругом эффекте кристаллического кварца [2] (и других пьезокристаллов), основанные на появлении электрической разности потенциалов, на приемном элементе из-за термоупругих деформаций при облучении модулированным потоком излучения; калориметры; тепловые преобразователи изображения.

Термоэлементы

Принцип действия термоэлемента (ТЭ) основан на термоэлектрическом эффекте Зеебека, который заключается в появлении термоЭДС в цепи, состоящей из двух разнородных по составу проводников, при нагревании падающим потоком излучения места их спая (рис. 18.24, *б*).

При наличии градиента температуры вдоль проводника электроны с горячего конца диффундируют в направлении, обратном температурному градиенту, так как имеют более высокую энергию и скорость, чем на холодном конце. В результате на холодном конце возникает отрицательный заряд, а на горячем — положительный. В полупроводниках это явление выражено еще сильнее, так как ЭДС электронного и дырочного полупроводников складывается. У различных пар материалов значения термоЭДС неодинаковы. Для изготовления ТЭ используют различные металлические и полупроводниковые пары материалов. При сравнении пар пользуются удельной термоЭДС, характеризуемой ЭДС, возникающей при единичном температурном перепаде:

$$\Delta V_т = \alpha_т \Delta T,$$

где $\Delta V_т$ — термоЭДС, возникающая при нагреве спая до температуры ΔT; $\alpha_т$ — удельная термоЭДС. ТЭ, численно равная разности потенциалов, возникающей при разности температур горячего и холодного спаев 1 К.

Удельная термоЭДС металлических ТЭ достигает 10 мкВ/К, у полупроводниковых ТЭ она значительно выше, так как число носителей с температурой в полупроводнике растет. Металлические ТЭ изготавливают из меди, никеля, висмута, платины, кобальта, алюминия, тантала, серебра, сурьмы, железа, константана (сплава меди и никеля) и т.д.; полупроводниковые — из сурьмы, кремния, теллура, селена.

Болометры

Принцип действия болометра основан на изменении электрического сопротивления полупроводника или металла под действием падающего на него потока излучения при изменении его температуры.

Чувствительный слой болометра выполняют обычно в виде металлической или полупроводниковой пленки, представляющей собой термосопротивление.

Конструктивно болометр чаще всего содержит два термосопротивления. Одно термосопротивление облучается потоком излучения, а второе — компенсационное — компенсирует изменение температуры окружающей среды.

Простейшим болометром может служить металлическая лента, температура и сопротивление которой при облучении потоком излучения меняется:

$$R = R_0\,[1 + \alpha_т(T - T_0)],$$

где R_0 — сопротивление проводника при температуре T_0, $\alpha_т$ — температурный коэффициент сопротивления. Изменение сопротивления:

$$\Delta R = R_0\,\alpha_т\,\Delta T,$$

откуда относительное изменение сопротивления:

$$\Delta R / R_0 = \alpha_т\,\Delta T.$$

Температурный коэффициент сопротивления (ТКС) для металлов обратно пропорционален температуре в широком диапазоне температур: $\alpha_т = 1/T$.

Для комнатной температуры (300K) $\alpha_т = 1/300 = 0{,}0033$ град$^{-1}$.

Для большинства полупроводников $\alpha_{тп} = -3000/T^2$.

Таким образом, у полупроводников ТКС отрицателен, а его абсолютное значение больше, чем у металлов. При комнатной температуре (300 K) ТКС полупроводника $\alpha_{тп} = -3000/300^2 \approx -0.033$ град$^{-1}$, т.е. на порядок больше, чем у металлов. Поэтому полупроводниковые болометры обладают большей чувствительностью, чем металлические. Схемы включения болометров аналогичны схемам включения ФР (рис. 18.5).

Пироэлектрические приемники

В последние годы начали применять новый тепловой неселективный приемник ИК-излучения — пироэлектрический (ППИ), приемным элементом в котором служат пироэлектрические кристаллы титаната бария $BaTiO_3$ с примесями, триглицин сульфата $(NH_2CH_2COOH)_3H_2SO_4$, ниобат лития $LiNbO_3$ и т.д. Особенностью пироэлектрических кристаллов является их спонтанная (самопроизвольная) поляризация при отсутствии внешних электрических полей. При постоянной температуре эта поляризация не может быть обнаружена по наличию поверхностных зарядов, так как последние компенсируются объемной и поверхностной проводимостью кристалла. Однако величина спонтанной поляризации пирокристаллов зависит от температуры, и при ее изменении на гранях кристалла, перпендикулярных к полярной оси, могут быть обнаружены заряды. В этом и состоит пироэлектрический эффект.

Следует отметить, что пироэлектрический ток приемника I — сложная функция физических характеристик кристалла, его геометрических размеров и условий теплообмена со средой. Значение I зависит от двух основных факторов — среднего прироста температуры приемного элемента и скорости изменения прироста температуры. Средний прирост температуры пироэлектрического приемника, как и теплового, обратно пропорционален частоте модуляции, но скорость его изменения прямо пропорциональна частоте модуляции.

Действие этих двух факторов уравновешивается в достаточно широком диапазоне частот. Этим объясняется малая инерционность пироэлектрического приемника по сравнению с тепловыми ($\tau_{пр} = 10^{-7}$ с).

Равномерность частотной характеристики пироэлектрического приемника нарушается при очень низких частотах, когда тепловые волны, пройдя приемный элемент, достигают подложки, и при слишком больших частотах, когда они не достигают пироактивного кристалла.

Если поглощение излучения происходит на абсорбционных полосах кристалла (собственное поглощение пироактивного кристалла), то инерционность приемника определяется инерционностью пироэлектрического эффекта, т.е. временем установления спонтанной поляризации под воздействием тепловых волн на кристалл. Следует отметить, что пироприемник не требует источников питания и работает аналогично термопаре.

Приемники на основе $BaTiO_3$, их параметры и характеристики

Чувствительный элемент приемника представляет собой плоский слой (40—100 мкм) керамики титаната бария с размером приемной площадки 1—20 мм^2. Распылением в вакууме на чувствительный элемент наносят металлические электроды толщиной 0,1 мкм. На облучаемый электрод напыляют слой золотой черни, поглощающий излучение в заданном спектральном интервале. Основные параметры приемников следующие: $\Phi_{п1} = 5 \times 10^{-9}$ Вт/Гц$^{1/2}$ в диапазоне 5—200Гц при $R_н = 1 \div 10$ ГОм в схеме с катодным повторителем; постоянная времени при использовании золотой черни — 1—20 мкс при собственном поглощении — 10^{-7}—10^{-8} с; вольтовая чувствительность $Sv = 100$ В/Вт при $f_м = 10$ Гц, $R_н =$ = 10 ГОм и площади чувствительного элемента 1 мм^2; динамический диапазон измеряемых облученностей — 10^{-1} до 10^{-8} Вт/мм^2.

Литература

1. Ишанин Г.Г. Приемники излучения оптических и оптико-электронных приборов. — Л.: Машиностроение, 1986. — 174 с.
2. Ишанин Г.Г., Панков Э.Д., Челибанов В.П. Приемники излучения: Учебное пособие для вузов. — СПб.: Папирус, 2003. — 527 с.
3. Ишанин Г.Г., Козлов В.В. Источники оптического излучения. — СПб.: Политехника, 2009. — 415 с.

ГЛАВА 19

ДЕТЕКТОРЫ ИОНИЗИРУЮЩИХ ИЗЛУЧЕНИЙ

19.1. Классификации детекторов

В зависимости от назначения этих приборов (контроль уровня, плотности, состава и т.д.) они могут быть проградуированы в соответствующих единицах (м, кг/м^3, % и т.д.). Если же приборы предназначены для количественной характеристики самих источников или потоков ионизирующих излучений, то их шкалы могут иметь градуировку в единицах радиоактивности: беккерель (Бк), резерфорд (Рд), кюри (Ки) или в единицах ионной дозы: грей (Гр), кулон на килограмм (Кл/кг), рентген (Р), рад и др. Следует напомнить, что 1 Бк соответствует одному распаду в секунду. 1 Рд = 10^6 Бк, 1 Ки = $3{,}7 \cdot 10^{10}$ Бк. 1 Гр соответствует 1 Дж поглощенной энергии ионизирующего излучения любого вида, переданной облученному веществу массой 1 кг. 1 рад соответствует поглощенной энергии в 100 эрг в 1 г вещества. 1 Гр = 100 рад, 1 Кл/кг = $3{,}78 \cdot 10^4$Р. Рентген характеризует γ- или рентгеновское излучение по произведенной им ионизации. Экспозиционной дозе поглощения излучения в 1Р соответствует образование в 1 см^3 воздуха при нормальных условиях $2{,}082 \cdot 10^9$ пар однозарядных ионов.

Потоки частиц или фотонов могут изменяться в очень широких пределах от 1 до 10^{15} см$^{-2}$сек$^{-1}$. При этом энергия частиц может оказаться в диапазоне от 1 до 10^7 эВ. Нет таких универсальных приборов, которые в равной степени успешно можно было бы использовать для регистрации всех видов излучений, а именно: альфа,-бета,-гамма-лучей и нейтронов.

α-частицы — это ядра гелия, возникающие, например, при распаде радиоактивных элементов с большими порядковыми номерами и, следовательно, с малыми энергиями связи. *α*-распад приводит к уменьшению массового числа на четыре единицы и к уменьшению порядкового номера на две единицы. Например,

$$_{88}R^{226} \rightarrow {}_2H^4 + {}_{86}Rn^{222}\,.$$

β-частицы — это электроны, возникающие при распаде как естественных, так и искусственных радиоактивных элементов. После вылета β-частицы порядковый номер нового атома увеличивается на единицу, а масса практически не меняется, например,

$$_{38}Sr^{90} \rightarrow {}_{39}Y^{90} + {}_{-1}\beta^0.$$

γ-излучение — это электромагнитное излучение с длиной волны меньше 10^{-7} мм, возникающее при самых различных ядерных реакциях.

Наконец, **нейтроны** $_0n^1$ — нейтральные (заряд равен нулю) ядерные частицы с массой, равной единице.

Для регистрации излучений используются различные детекторы:

— ионизационные камеры;
— газовые счетчики;
— сцинтиляционные счетчики;
— полупроводниковые датчики.

Большинство детекторов излучения используют явления ионизации молекул газа с последующим собиранием возникающих ионов.

В детекторах γ-лучей и нейтронов, которые не ионизируют газ непосредственно, обычно регистрируется ионизация газа от вторичных частиц, возникающих в различного рода реакциях.

19.2. Ионизационные камеры

Принцип работы ионизационной камеры описан в п. 16.6. Рассмотрим более детально некоторые вопросы, способствующие дальнейшему изложению материала.

Обычно камера имеет коаксиальные цилиндрические электроды: внешний — катод, центральный — анод (рис. 16.19). Напряженность E электрического поля в такой системе электродов в зависимости от приложенного напряжения U и расстояния r от оси определяется как

$$E = \frac{U}{r \ln \frac{r_k}{r_a}}, \qquad (19.1)$$

где $r_к$ — радиус катоды, r_a — радиус анода, $r_a \leqslant r \leqslant r_k$.

Поле в такой камере неоднородное и чем меньше r_k, тем больше градиент поля по мере приближения к аноду. Из (19.1) следует, что при $r \to 0$ градиент поля резко возрастает и $E \to \infty$.

Перемещение электронов и положительных ионов к соответствующим электродам камеры индуцирует ток, заряжающий конденсатор C (рис. 16.19, *а*). (Собственно, конденсатора как такового может и не быть. Мы имеем дело с общей емкостью самой камеры, элементов монтажа и входной цепи усилителя).

Зарядка емкости C заканчивается после завершения сбора всех носителей заряда, возникающих в полости камеры. Разряд конденсатора C (в предположении, что входное сопротивление усилителя намного больше сопротивления нагрузки R) происходит по экспоненциальному закону с постоянной времени $\tau = RC$.

Если τ меньше усредненного интервала времени τ_u между актами ионизации газа в полости камеры, т.е. между моментами попадания ионизирующих частиц, то выходным сигналом камеры станут импульсы напряжения, и такие камеры называются импульсными.

Если же $\tau >> \tau_u$, то камера становится интегрирующей и выходной сигнал — постоянный ток I, точнее постоянное напряжение $U_{вых} = IR$.

Для регистрации β-частиц и тем более α-частиц в камере делается окно из очень тонкой слюды, алюминиевой фольги и других пленочных материалов.

Для измерения γ-лучей стенки, наоборот, делают толстыми (2—3 мм). Тогда ионизация газа в камере создается вторичными фотоэлектронами, покидающими стенки камеры под действием γ-квантов. Такие камеры называют стеночными, а при малых габаритах — наперстковыми.

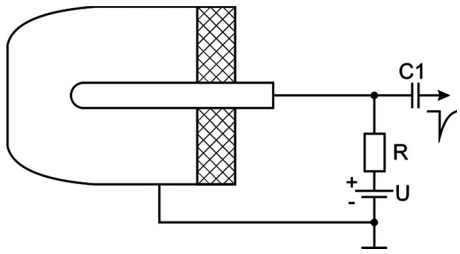


Рис. 19.1. Схема включения ионизационной камеры в импульсном режиме

Для регистрации тепловых нейтронов внутреннюю поверхность камеры покрывают составом, содержащим изотопы U^{235} или B^{10}, вступающие в ядерные реакции с тепловыми нейтронами.

Если камера работает в импульсном режиме, то центральный электрод может быть потенциальным (рис. 19.1), а внешний присоединен к «Земле».

Для связи с измерительной схемой потребуется высоковольтный конденсатор C1.

19.3. Газовые счетчики

В газовых счетчиках, работающих в области ВС и ДЕ (рис. 16.19, *б*) высокая чувствительность достигается за счет газового усиления первичной ионизации, вызванной какой-либо частицей. Отношение числа ионов, достигающих электроды, к первоначальному их количеству называют коэффициентом газового усиления. В эти области вольт-амперной характеристики можно перейти как за счет увеличения напряжения U, так и за счет уменьшения диаметра анода, в качестве которого часто используют тонкую металлическую нить.

В зависимости от характера используемого газового разряда счетчики можно разделить на два типа:

1) пропорциональные счетчики (с несамостоятельным разрядом),
2) счетчики Гейгера (с самостоятельным разрядом).

Из сравнения амплитуд двух импульсов в области ВС (от α- и β-частиц на рис. 16.19) следует, что они строго пропорциональны начальной ионизации. Очевидно, что в этой области коэффициент газового усиления не зависит от первоначального числа ионов, образованных частицей. Этот коэффициент изменяется в пропорциональной области от единицы в начале и до 10^5 в ее конце.

Счетчики, в которых амплитуда импульсов пропорциональна потерянной энергии частиц в газовом объеме, называются пропорциональными.

Важным свойством пропорциональных счетчиков является возможность определения вида и энергии излучения, так как амплитуда выходного импульса пропорциональна числу первично образованных ионов.

Если продолжать увеличивать напряжение на счетчике, то коэффициент газового усиления возрастает по абсолютной величине и будет зависеть от начальной ионизации. Эта область напряжений (СД на рис. 16.19, *б*) называется областью ограниченной пропорциональности. В конце этой области происхо-

дит сближение кривых, построенных для источников с различной начальной ионизацией.

За областью ограниченной пропорциональности следует область Гейгера (участок ДЕ, рис. 16.19, *б*), в которой величина импульса уже не зависит от начальной ионизации. Все импульсы при заданном напряжении независимо от рода ионизирующих частиц имеют одинаковую величину. Каждый вторичный электрон, возникший в объеме счетчика, вызывает вспышку самостоятельного разряда.

Счетчики, работающие в области самостоятельного разряда (гейгеровская область), называются счетчиками Гейгера-Мюллера. Их же иногда называют счетчиками актов испускания, так как амплитуда выходных импульсов не зависит от вида и энергии излучения. Коэффициент газового усиления достигает значений $10^7 \div 10^{10}$.

Если за гейгеровской областью продолжать повышение напряжения, то наступает область непрерывного (самопроизвольного) разряда, который уже не вызывается ионизацией внешними агентами. В этом случае счетчик не пригоден для измерения и может выйти из строя вследствие пробоя. Сама же область самостоятельного, в частности, тлеющего разряда, применяется в средствах измерительной техники, например, для измерения вакуума [14].

В зависимости от рода газа, заполняющего счетчики Гейгера, они подразделяются на самогасящиеся, в которых разряд прекращается под действием внутренних причин за интервал времени порядка 10^{-7} сек с момента возникновения, и несамогасящиеся, в которых возникший разряд гасится за счет снижения напряжения на электродах счетчика благодаря высокоомному сопротивлению R (порядка 10^9 Ом). Наличие такого сопротивления замедляет восстановление исходной разности потенциалов и снижает скорость счета ионизирующих частиц.

Несамогасящиеся счетчики наполняются одноатомным газом (аргоном, неоном и др.). **Самогасящиеся счетчики**, кроме одноатомного газа, содержат некоторое количество паров одного из многоатомных органических соединений (этиловый спирт, этилен, изопентан и др.). Потенциал ионизации многоатомного газа должен быть ниже, чем потенциал ионизации основного газа. Благодаря такому составу наполнителя происходит автоматическое гашение разряда без какого-либо внешнего вмешательства.

Наибольшее распространение получила смесь из аргона (потенциал ионизации 15,7 В) при давлении 87 мм рт. ст. и паров этилового спирта (потенциал ионизации 11,3 В). В таком счетчике прекращение возникшего разряда под действием вторичных электронов, выбитых с катода счетчика, достигается за счет диссоциации многоатомных молекул спирта, которые поглощают кванты излучения как от возбуждения атомов аргона (препятствуя тем самым возникновению фотоэффекта на катоде), так и от нейтрализации положительных ионов аргона на катоде счетчика.

Практически катода счетчика достигают только ионы спирта. Это объясняется тем, что ионы аргона в результате столкновений с молекулами спирта нейтрализуются, так как ион аргона имеет больший потенциал ионизации, чем молекула спирта. Образовавшиеся возбужденные атомы аргона возвращаются в основное состояние с испусканием фотонов, которые, в свою очередь,

будут поглощены молекулами спирта. Положительные ионы спирта, подойдя к катоду на достаточно малое расстояние (10^{-7} см), вырывают из него при нейтрализации электроны и превращаются в возбужденные молекулы, которые диссоциируют гораздо раньше (10^{-13} с), чем излучают (10^{-8} с). Таким образом, разряд в счетчике с добавкой многоатомных молекул носит однолавинный характер.

Время жизни самогасящихся счетчиков определяется числом молекул спирта, наполняющих объем счетчика. Обычно счетчик содержит около 10^{20} молекул спирта. При каждом импульсе диссоциирует 10^{10} молекул. Следовательно, продолжительность жизни счетчика составляет около 10^{10} отсчетов. Опыт показал, что устойчивое гашение получается приблизительно после 10^8 разрядов.

Применяются также гейгеровские счетчики с наполнением гасящей смесью из инертных газов неона с примесью аргона и одного из галогенов — хлора или брома (до 0,5%), потенциалы ионизации которых (13,2 и 12,8 В) ниже потенциалов ионизации неона (21,5 В) и аргона (15,7 В)

Для регистрации очень мягкого излучения β-частиц с энергией 0,05—0,3 Мэв (иногда и α-частиц) предназначен **торцевой счетчик** (рис. 19.2). Особенностью конструкции торцевого счетчика является окно в торце счетчика, закрытое пластинкой из слюды *1* толщиной 0,01 мм, или нейлона, через которое β-частицы входят внутрь счетчика, поглощаясь в незначительной степени. Анодом счетчика служит вольфрамовая нить *2.* Один конец нити закреплен в стеклянном корпусе счетчика *3*, а на другом, свободном конце нити напаян стеклянный шарик *4,* предназначенный для предотвращения искажения электрического поля на конце нити. Цилиндрическая стенка счетчика *5,* выполненная из металла, служит катодом.

Для регистрации более жестких β-частиц с энергией 0,3—0,4 Мэв и выше применяются **цилиндрические счетчики** (рис. 19.3), катод которых выполнен из тонкой алюминиевой фольги *1* (толщиной 0,1 *мм,* а анод — из вольфрамовой нити *2,* крепящейся на стеклянных изоляторах *4.* β-частицы с энергией 0,2 МэВ полностью поглощаются стенками счетчика, поэтому он непригоден для их подсчета.

Торцевые и цилиндрические счетчики наполняются гасящими газами и работают в области Гейгера.

Каждый счетчик имеет ограниченную скорость регистрации частиц, что обусловлено так называемым, мертвым временем счетчика, т.е. интервалом

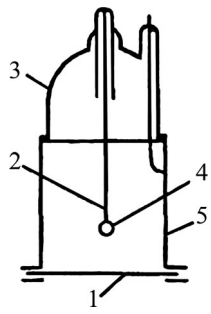


Рис. 19.2. Торцевой счетчик

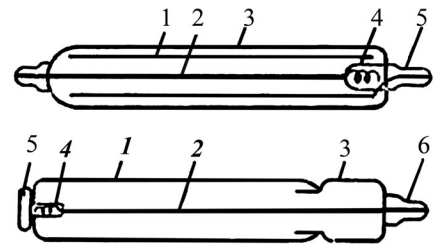


Рис. 19.3. Цилиндрические счетчики

времени, непосредственно следующим за лавинным разрядом, возникающим в непосредственной близости от анода, где градиент поля наибольший. Электроны, имеющие в сотни раз большую подвижность по сравнению с положительными ионами, покидают зону разряда за 10^{-6} с, т.е. почти мгновенно. Оставшееся у поверхности анода облако из положительных ионов, медленно дрейфует к поверхности катода, достигая его за 10^{-3} с. Экранирующие действие «чехла» из положительных ионов значительно снижает напряженность поля у поверхности анода, что исключает появление новой лавины в случае попадания в полость счетчика новой ионизирующей частицы. Эта частица будет просчитана.

Счетчики Гейгера—Мюллера имеют еще одну важную характеристику — счетную (рис. 19.4).

Счетная характеристика изображает зависимость скорости счета N от приложенного напряжения U при постоянной интенсивности ионизирующего излучения и постоянном минимальном уровне амплитудного дискриминатора регистрирующего устройства. Обычно «плато» этой характеристики имеет протяженность в десятки и сотни вольт. Рабочее напряжение счетчика выбирается до середины «плато».

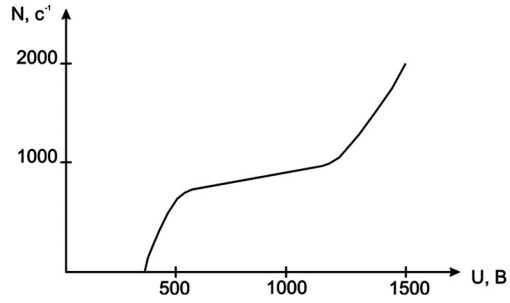


Рис. 19.4. Счетная характеристика счетчика

Такое поведение объясняется тем, что при напряжении до выхода на «плато» счетчик работал в конце зоны ограниченной пропорциональности, где еще наблюдается различие в амплитудах импульсов в зависимости от энергии и ионизирующей способности частицы. Поэтому часть импульсов не смогла преодолеть порог дискриминатора и не попала в регистратор. По мере роста напряжения и сближения кривых 1 и 2 (рис. 16.19) амплитуда импульса перестала зависеть от свойств ионизирующего агента и достигла уровня, превышающего порог регистрации. Скорость счета достигла практически постоянного значения.

По мере роста U наблюдается небольшой наклон «плато», вызванный появлением вторичных электронов, создающих ложные импульсы.

Рабочее напряжение галогеновых счетчиков составляет обычно 300—400 В.

В настоящее время выпускают различные счетчики Гейгера, рассчитанные на регистрацию α- и β-излучений, отличающиеся по размерам (эффективности регистрации), наполняющему газу, конструкции. В галогенных низковольтных счетчиках ресурс доведен до $2 \cdot 10^{10}$ срабатываний, в высоковольтных счетчиках — до 10^{10} срабатываний. Разработаны счетчики, значительно различающиеся по чувствительности: от детекторов СИ5Г с диаметром 60 и длиной более 600 мм до миниатюрных детекторов СИ38Г, допускающих измерение мощности дозы до 10^2 Гр/ч (чувствительность 1 имп./с на 1 мГр/ч). В счетчиках, предназначенных для использования при каротаже скважин, повышена предельная рабочая температура до 250 °С (например, в счетчике СИ31Г). Выпускают счетчики в виде игл, зондов и т.п. для медицинской диагностики и других применений (СБМ-9, -11, -12 и др.).

Для регистрации β-частиц разработаны торцевые счетчики Гейгера с тонкими слюдяными окнами толщиной до 10 мкм (СБТ-7 и др.) и с более тонким окном толщиной 4—5 мкм, но меньшего диаметра (СБТ-9). Выпускают такие торцевые многосекционные счетчики с большой площадью входного окна и числом анодов до десяти (СБТ-10).

19.4. Сцинтилляционные счетчики

Сцинтилляционные методы регистрации излучений основаны на измерении интенсивности световых вспышек, возникающих в люминесцирующих веществах при прохождении через них ионизирующих излучений. Для регистрации световых вспышек используется фотоэлектронный умножитель (ФЭУ) с регистрирующей электронной схемой (гл. 18, рис. 18.23).

Современный сцинтилляционный счетчик представляет собой комбинацию сцинтилляционного кристалла (сцинтиллятора) с ФЭУ. ФЭУ позволяют преобразовывать слабые световые вспышки от сцинтиллятора в достаточно большие электрические импульсы. Коэффициент усиления фотоэлектронных умножителей достигает 10^5—10^{10}.

Сцинтилляционные счетчики можно применять для измерения числа заряженных частиц, γ-квантов, быстрых и медленных нейтронов; для измерения мощности дозы от β-, γ- и нейтронного излучений; для исследований спектров γ- и нейтронного излучений.

Процессы, происходящие в сцинтилляционном счетчике, можно разделить на следующие стадии [2]:

— поглощение излучения в сцинтилляторе;
— возбуждение атомов и молекул сцинтиллятора вследствие поглощения энергии радиации и излучение фотонов;
— бомбардировка фотонами катода ФЭУ;
— поглощение фотонов на катоде ФЭУ и выход фотоэлектронов;
— электронное умножение (вторичная эмиссия электронов на динодах).

Важной характеристикой сцинтиллятора является также спектр люминесценции, т.е. распределение излучаемых фотонов по энергиям. Спектр люминесценции сцинтиллятора должен соответствовать спектральной чувствительности ФЭУ.

Люминесцирующие вещества

Люминесцирующие вещества делятся на неорганические и органические твердые сцинтилляторы, органические пластмассовые сцинтилляторы, органические жидкостные сцинтилляторы и газовые сцинтилляторы.

Неорганические кристаллы, применяемые для детектирования и спектрометрии ионизирующего излучения, можно разделить на три группы: сульфиды [ZnS(Ag), активированные серебром или медью, CdS(Ag), активированные серебром]; галогениды щелочных металлов [KI(T1), NaI(Tl), CsI(Tl), LiI(Tl), активированные таллием, CaI_2(Eu), LiI(Eu), активированные европием, CsF — неактивированный] и вольфраматы [$CaW0_4$, CdWO]. Свойства неорганических сцинтилляторов приведены в табл. 19.1.

Таблица 19.1. Основные свойства неорганических сцинтилляторов [32]

Кристалл	Плотность, ρ, г/см³	$Z_{эфф}$	Температура измерения *t*, °C	Конверсионная эффективность для β-частиц η, %	Время высвечивания τ, 10^{-6} сек	Световой выход относительно NaI(Tl)	$\frac{\alpha}{\beta}$	Максимальная длина волны спектра люминесценции, нм	Примечание
ZnS(Ag)	4,1	27	+20	28,0	1,0	1,0	1,5	450	Регистрация тяжелых
CdS(Ag)	4,8	44	+20	20,0	200	1,0	-	760	частиц
NaI(Tl)	3,67	50	+20	8,4	0,25	1,0	0,5	410	Регистрация β- и
NaI	3,67	50	-188	16,8	0,05	2,0	>1,0	303	γ-излучений
KI(T1)	3,13	49	+20	2,5	1,0	0,3	0,6	410	Регистрация γ-излучения
CsI(Tl)	4,51	54	+20	3,0	0,5	0,3	0,5	560	Регистрация нейтронов
CsI	4,51	54	-188	6,0	0,1	2,0	0,85	420	Регистрация β- и
LiI(Tl)	4,06	52	+20	1,0	1,2	0,1	<1,0	450	γ-излучений
LiI(Eu)	4,06	52	-140	3,0	1,0	0,7	>1,0	460	Регистрация γ-излучения
$CaI_2(Eu)$	4,5	–	–	15,1	0,5	1,8	–	–	Регистрация тяжелых
CsF	3,59	–	+20	0,1	0,05	0,095	0,2	390	частиц
$CaW0_4$	6,1	59	+20	4,0	6,0	0,5	<1,0	430	
$CdW0_4$	7,9	–	+20	8,0	6,0	0,9	–	530	

Иодистый калий (активированный таллием) KI(T1) негигроскопичен, но имеет нежелательный фон сцинтилляции из-за имеющегося в нем радиоактивного изотопа K^{40}, а также значительную фосфоресценцию.

Иодистый цезий (активированный таллием) CsI(Tl) по своим сцинтиллирующим свойствам аналогичен KI(T1) и Nal(Tl). Монокристаллы LiI, LiI(Tl) применяются для регистрации нейтронного излучения. Сцинтилляторы $CaW0_4$ и $CdW0_4$ применяются в виде мелких кристаллов (из-за сложности выращивания монокристаллов) для обнаружения тяжелых частиц. Монокристалл $CaI_2(Eu)$ обладает очень высоким световым выходом — в 1,5—1,8 раза больше, чем NaI(Tl). Этот кристалл найдет, по-видимому, широкое применение для регистрации ионизирующего излучения.

Применяются также стеклянные сцинтилляторы. Они просты в изготовлении и недорого стоят. В стеклянных сцинтилляторах центрами люминесценции являются ионы, непосредственно входящие в состав стекла. Наиболее эффективным активатором является церий. Световой выход стеклянных датчиков составляет 10—15% относительно светового выхода NaI(Tl), время высвечивания — около 0,15—10^{-6} сек.

Из всех органических сцинтилляторов (табл. 19.2) антрацен $C_{14}H_{10}$ имеет наибольшую конверсионную эффективность $\eta = 6\%$. Время высвечивания $\tau = 2{,}7 \cdot 10^{-7}$ с.

Органические сцинтилляторы применяются в основном для детектирования и спектрометрии β-, γ- и нейтронного излучений.

Пластмассовые органические сцинтилляторы состоят из растворителя (полистирол, поливинилтолуол и др.), активаторов и сместителя спектра (*n*-терфенил, POPOP, тетрафенилбутадиен и др.). Оптимальная концентрация акти-

Таблица 19.2. Основные свойства органических сцинтилляторов [32]

Кристалл	Плотность, ρ, г/см^3	$Z_{эфф}$	Конверсионная эффективность η, %	Время высвечивания (при β-возбуждении) τ, 10^{-9} сек	Световой выход относительно антрацена η*	$\frac{\alpha}{\beta}$	Максимальная длина волны спектра люминесценции, нм
Антрацен ($C_{14}H_{10}$)	1,25	5,8	6,0	270	1,0	0,1	445
Траностильбен ($C_{14}H_{12}$)	1,16	5,7	2,5	6,0	0,4-0,7	0,08	410
Нафталин ($C_{10}H_8$)	1,15	5,8	1,0	75	0,2	–	345
Толан ($C_{14}H_{10}$)	1,18	5,8	4,5	4,0	0,3-0,5	0,07	390
n-Терфенил ($C_{18}H_{14}$)	1,23	5,8	4,5	4,5	0,3-0,5	0,08	400
Нафталин антраниловая кислота	1,15	5,8	3,0	10	0,5-0,6	–	414

ватора составляет 10—40 г/л, сместителей спектра — 0,1—2 г/л. Конверсионная эффективность пластмассовых сцинтилляторов такая же, как и у жидкостных органических сцинтилляторов (0,05—0,5 относительно антрацена), время высвечивания (2—8)10^{-9} с. При понижении температуры люминесцентные свойства пластмассовых сцинтилляторов улучшаются. Высокая прозрачность материалов позволяет изготовить детекторы неограниченных размеров методом полимеризации или горячей прессовкой. Они хорошо обрабатываются механическим способом.

Жидкостные органические сцинтилляторы подразделяются на двухкомпонентные (раствор и активатор) и многокомпонентные (раствор, активатор и сместитель спектра). Наилучшими растворителями являются ароматические соединения: толуол, ксилол, фенилци-клогексан, бензол и др. Весьма эффективными активаторами (растворенными ароматическими соединениями) являются *n*-терфенил, различные фенилоксазолы (PPO, POPOP, α-NPO и др.) и фенил-оксадиазолы (PBД и др.). Сместителями спектров могут служить POPOP, PPO, α -NPO, PBД

Газовым сцинтиллятором может являться любой инертный газ. Наибольшим световым выходом обладает ксенон. Световой выход других инертных газов (криптон, неон, гелий и др.) составляет 0,3—0,6 относительно ксенона, а время высвечивания — 10^{-8}—10^{-9} с.

При использовании газовых сцинтилляторов необходим сместитель спектра (преобразователь частоты), чтобы ультрафиолетовый спектр люминесцирующего газа сместить в область наибольшей спектральной чувствительности катода ФЭУ и получить максимальный сигнал. Для этих целей используются органические сцинтиллирующие соединения *(n, n'*-кватерфенил, дифенил, стильбен, тетра-, фенилбутадиен и др.), обладающие высокой конверсионной эффективностью, оптической прозрачностью, низкой упругостью насыщенных паров, длительной механической и химической устойчивостью. Наибольшее распространение получил кватерфениловый преобразователь.

Амплитуда импульсов газового сцинтиллятора является линейной функцией энергии частиц, не зависящей от массы и заряда частиц.

Газовый сцинтилляционный счетчик представляет собой камеру, заполненную люминесцирующим газом под давлением. На внутреннюю поверх-

ность камеры наносится отражающий слой из окиси магния и слои сместителя спектра. В некоторых случаях сместитель спектра наносится на катод ФЭУ.

На рис. 19.5, *а* показана конструкция термолюминесцентного дозиметра с нагревательным элементом. Спрессованный люминофор закреплен на подложке. Герметичная капсула с прозрачной верхней частью заполнена инертным газом. На рис. 19.5, *б* люминофор CaF_2-Mn, приклеенный к графитовому нагревателю, помещен в стеклянную вакуумированную ампулу. На рис. 19.5, *в* показан каплеобразный дозиметр. На платиновый нагреватель нанесен слой люминофора — 14 мг CaF_2-Mn.

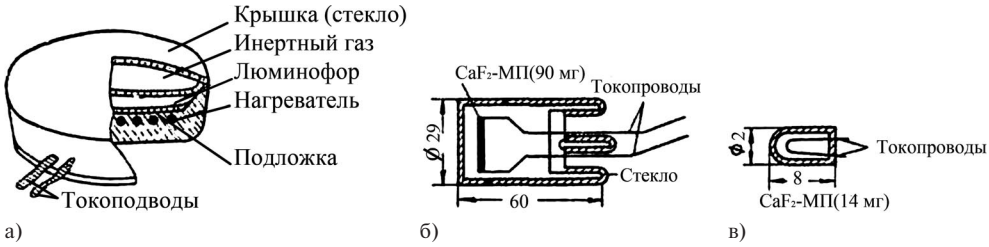


Рис. 19.5. Термолюминесцентные дозиметры

19.5. Полупроводниковые детекторы

Известно, что электроны в атоме занимают определенные энергетические уровни. Энергетические уровни электронов каждой оболочки атома в совокупности составляют разрешенные зоны. Между разрешенными зонами отдельных оболочек располагаются запрещенные зоны, на которых электроны не могут находиться.

В кристаллах, образующихся в результате сближения большого количества отдельных атомов, происходит смещение энергетических уровней. Это смещение больше для внешних (валентных) электронов, чем для внутренних, обладающих большей энергией связи с ядром. В результате каждый электрон в кристалле имеет определенный энергетический уровень, отличающийся от уровня, занимаемого электроном в изолированном атоме. Отдельные энергетические уровни в кристалле, незначительно отличающиеся друг от друга, сливаются в непрерывные разрешенные энергетические зоны, разделенные запрещенными зонами. Для перемещения электрона из одной разрешенной зоны в другую необходимо сообщить ему определенную энергию, чтобы он мог преодолеть запрещенную зону.

Энергетические свойства кристалла зависят от структуры энергетических зон и степени заполнения их электронами. Энергетические уровни внешних валентных электронов образуют заполненную валентную зону, в которой электроны находятся в связанном состоянии. Для удаления электрона из этой зоны на более высокий энергетический уровень (в свободное состояние или зону проводимости) необходимо сообщить ему определенную энергию. Зона проводимости расположена выше валентной зоны и отделена от нее запре-

щенной зоной. В металлах запрещенная зона отсутствует, поэтому электроны свободно переходят из валентной зоны в зону проводимости под действием слабого электрического поля. Если зона проводимости отделена от валентной зоны запрещенной областью, то электроны не могут попасть в зону проводимости. Электропроводность такого вещества ничтожно мала. Вещества, имеющие запрещенную зону шириной 1—2 эВ, принято называть полупроводниками, шириной более 2 эВ — диэлектриками.

Если взять пластинку из монокристалла кремния, у которой левая часть содержит донорную, а правая — акцепторную примесь (рис. 19.6), то на их границах образуется *n*-*p*-переходный запорный слой. Образование его обусловлено диффузией как дырок из *p*-области в *n*-область, так и электронов из *n*-области в *p*-область.

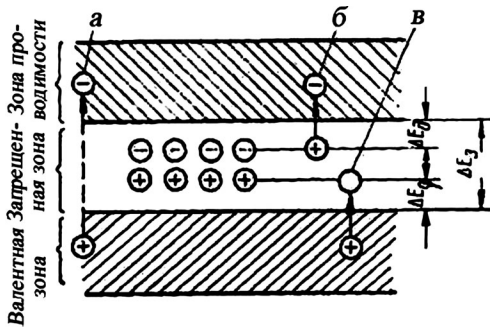


Рис. 19.6. Структура энергетических зон атома

Переходя в *n*-область, дырки накапливаются вблизи границы двух областей, происходит рост положительного потенциала. Накапливание электронов по другую сторону границы в *p*-области приводит к росту отрицательного потенциала. В некоторый момент времени диффундирование носителей прекращается и на границе *n*- и *p*-областей возникает слой, образованный пространственным зарядом дырок в *n*-области и электронов в *p*-области. В *p*-область из *n*-области могут проникать дырки, где они являются неосновными носителями.

Итак, в *p*-области вблизи ее границы с *n*-областью скапливаются отрицательные заряды, вследствие чего происходит обеднение основными носителями — дырками, а в *n*-области (вблизи границы с *p*-областью) скапливаются положительные заряды, в результате чего происходит обеднение электронами *n*-области. Обедненная основными носителями область называется запорным слоем, или потенциальным барьером.

Если на *p*-*n*-переход подключить обратное внешнее электрическое напряжение, т.е. к *p*-области минус, а к *n*-области плюс (инверсионное включение) (см. рис. 19.11), то сопротивление *p*-*n*-перехода еще больше возрастет, так как приложенное напряжение будет способствовать удалению зарядов друг от друга и пограничная обедненная область с неоднородным электрическим полем расширится. Через *p*-*n*-переход будет проходить поток неосновных носителей (обратный ток).

Таким образом, обедненная область представляет собой твердую ионизационную камеру [2, 3, 6, 9, 10].

Основными характеристиками полупроводникового детектора являются: ширина обедненной области (слоя) *d,* от величины которой зависит чувствительный объем и время собирания носителей; удельное сопротивление R_n полупроводника *p*-*n*-перехода; емкость обедненной области С; обратный ток, определяющий уровень шумов.

Ионизирующая частица, поступающая в обедненную область счетчика, в результате неупругих столкновений с электронами отдает им свою энергию и образует пары электрон—дырка. В среднем на образование одной пары независимо от вида излучения и его энергии расходуется в кремнии $w = (3{,}5 \pm 0{,}7)$ эВ, а в германии $w = (2{,}94 + 0{,}15)$ эВ. Образовавшиеся электроны и дырки разделяются электрическим полем, и на суммарной емкости слоя C и емкости монтажа $C_м$ собирается заряд Q. При этом область заряжается до потенциала

$$\Phi = \frac{Q}{C + C_M}.$$

Импульс напряжения, снимаемый с нагрузочного сопротивления R_h (рис. 19.7), регистрируется электронной схемой. Если пробеги исследуемых заряженных частиц полностью укладываются внутри обедненного слоя, то зависимость между энергией частицы и амплитудой импульса напряжения будет линейной, так как амплитуда импульса пропорциональна собранному на емкости заряду Q

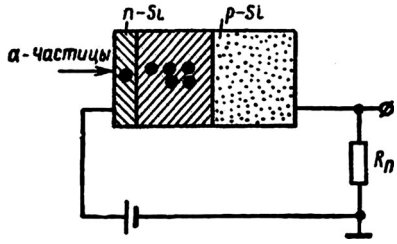


Рис. 19.7. К принципу действия полупроводникового детектора

$$Q = N_e = \frac{Ee}{w},$$

тогда

$$\Phi = \frac{Ee}{w(C + C_M)}, \qquad (19.2)$$

где N — число пар ионов, образованных при ионизации; e — заряд электрона; E — энергия частицы.

В зависимости от параметров и технологии изготовления полупроводниковые электронно-дырочные детекторы делятся на поверхностно-барьерные и диффузионные [(n-p)- и (p-n)-переходы], диффузионно-дрейфовые [(p-i-n)-переходы].

Поверхностно-барьерные детекторы с n-проводимостью изготовляются из монокристаллов кремния или германия высокой чистоты. На предварительно подготовленную поверхность кристалла наносится испарением в вакууме тонкий слой с p-проводимостью. Основными преимуществами поверхностно-барьерных счетчиков является простота их использования в условиях комнатной температуры. (Au—Si-детекторы изготовляются со счетной площадью до 8 см^2 (рис. 19.8) [3, 9].

Диффузионные детекторы изготовляются из монокристалла кремния с p-проводимостью. Для образования барьерного слоя в кристалл вводится фосфор методом диффузии при температуре до 800 °С в атмосфере сухого азота. При термической диффузии до-

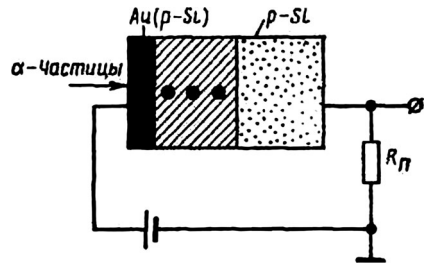


Рис. 19.8. Поверхностно-барьерный детектор

норных атомов на поверхности кремния образуется *n*-слой с высокой проводимостью. Этот слой может служить одним из электродов, другим электродом является слой золота, нанесенный на противоположную поверхность кристалла.

Диффузионно-дрейфовые детекторы (*p-i-n*)-типа с *p*-проводимостью изготовляются из кремния (реже из германия), используется явление дрейфа в глубь кристалла при температуре до 400 °С, при обратном смещении в несколько сот вольт. Атомы располагаются в кристалле в междоузлиях и имеют поэтому очень большой коэффициент диффузии. Под действием электрического поля ионы лития проникают в глубь кремния и компенсируют акцепторы. Образуется кристалл с компенсированной плотностью загрязнений, имеющий только собственную проводимость (область с *i*-проводимостью) и высокое удельное сопротивление ($\rho = 25—10^4$ Ом·с при комнатной температуре).

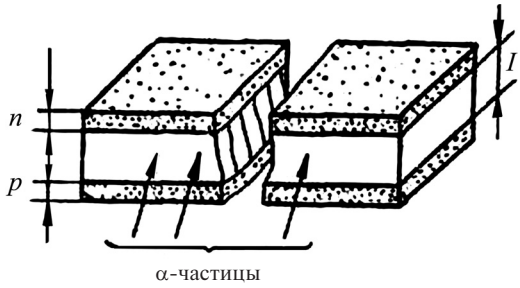


Рис. 19.9. Диффузионно-дрейфовый детектор

Схема диффузионно-дрейфового детектора (*p-i-n*)-типа изображена на рис. 19.9 (α-частицы поступают параллельно плоскости перехода).

Компенсацию кремния *p*-типа, кроме метода диффузии и дрейфа, можно осуществить под действием облучения. При облучении кремния нейтронами (энергией 200 эВ) происходит реакция захвата нейтронов с последующим образованием атомов фосфора (донора), число которых почти равно концентрации акцепторов в исходном *p*-кремнии, т.е. происходит компенсация исходного материала (как и при дрейфе ионов лития) с образованием слоя с собственной проводимостью. В результате реакции активность Si^{31} быстро исчезает:

$$Si^{30}(n,\gamma)Si^{31} \xrightarrow[T=2{,}6\ \text{ч}]{} P^{31} + \beta -$$

Для компенсации кремния *p*-типа с удельным сопротивлением 1000 ом·см и плотностью потока нейтронтов 10^{12} нейтр/(см^2-сек) необходимо затратить 24 ч. Распространенность изотопа Si^{30} составляет 3,09%, а сечение реакции для тепловых нейтронов — 0,11 барн. При ядерной реакции в кристаллической решетке кремния могут образовываться дефекты за счет захватных γ-квантов и электронов при β-распаде. Для устранения дефектов кристалл после облучения подвергается термической обработке при температурах от 600 до 800 °С. После этого получаются кристаллы с удельным сопротивлением $2 \cdot 10^5$ ом·см и временем жизни носителей 5 мкс.

Поверхностно-барьерные кремниевые счетчики применяются для регистрации быстрых и медленных нейтронов. Такой счетчик (рис. 19.10) состоит из кремниевого диска *1* с нанесенными на него двумя полукруговыми дисками золота *2,* к которым прикреплены контакты *3.* Таким образом, две половинки представляют собой два счетчика, которые должны давать одинаковые показания при снятии фона. На одну из половинок наносится слой полиэтиленовой пленки *4,* служащей источником протонов отдачи при облучении счетчика бы-

стрыми нейтронами. При включении такого счетчика по дифференциальной схеме можно определить число протонов отдачи.

Для регистрации тепловых нейтронов в счетчике используется ядерная реакция Li^6 (n, α) H^3. По конструкции этот счетчик состоит из двух разделенных кремниевых пластинок, на одной из плоскостей которых нанесен тонкий слой золота, а на другой — Li^6F (рис. 19.11).

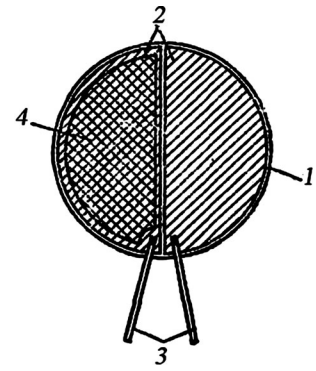


Рис. 19.10. Детектор быстрых нейтронов

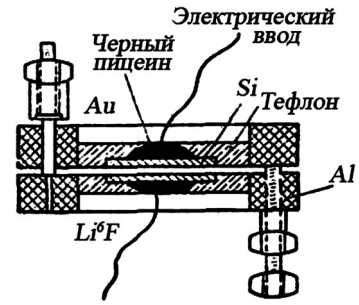


Рис. 19.11. Детектор тепловых нейтронов

Нейтроны регистрируются по схеме совпадения протонов с тритием. Импульсы от двух счетчиков суммируются, а суммарный импульс после усиления подается на многоканальный анализатор. Эффективность такого счетчика мала, так как она в значительной степени зависит от сечения реакции и толщины слоя Li^6 F.

Счетчик быстрых нейтронов создан на основе радиационных повреждений кремниевого (p-n)-перехода. Быстрый нейтрон может создать в кристалле до 10 смещений на 1 см пути. С увеличением числа смещений увеличивается и сопротивление кремния. По измеренному сопротивлению можно определить плотность быстрых нейтронов или поглощенную дозу в диапазоне (10— 1000) рад [3, 12].

Полупроводниковые детекторы обладают такими ценными качествами, как высокое энергетическое разрешение, высокая эффективность регистрации излучения, линейность характеристик в широкой области энергий для различных видов ионизирующего излучения, нечувствительность к магнитным полям, работоспособность при низких температурах, компактность, простота в изготовлении и обращении. Кроме того, они не требуют высоковольтных источников питания.

19.6. Интегрирующие детекторы для индивидуальной дозиметрии

Несколько в особом положении стоят интегрирующие детекторы для индивидуальной дозиметрии — самые массовые устройства для радиационных измерений. Специфичны как материалы, используемые в детекторах, так и устройства считывания данных с дозиметров.

Фотопленочные и камерно-ионизационные дозиметры. Эти виды интегрирующих устройств используются более 50 лет и являются традиционными для индивидуальной дозиметрии.

Поглощенную дозу определяют денситометром по оптической плотности почернения пленки (логарифму ослабления света при прохождении через пленку), которая с увеличением дозы сначала медленно растет, а затем увеличивается пропорционально логарифму дозы. Чтобы перекрыть необходимый диапазон доз, используют фотопленочные дозиметры с разной чувствительностью или применяют специальные методы проявления пленки (типичные значения диапазонов измерения дозы 0,02—1 и 0,2—10 Гр) [3].

Камерно-ионизационные дозиметры в виде карандаша или стержня представляют собой конденсаторную камеру, с которой в любое время довольно просто могут быть считаны показания. Распространены как «слепые» дозиметры, показания которых считываются с помощью специальных устройств, так и прямо показывающие дозиметры со считыванием показаний через оптическую систему. Диапазон доз, измеряемых такими устройствами, не очень широк (например, от 0,05 до 10 Зв). Поэтому используют по два и более устройств с разной чувствительностью. Типичная зависимость показаний от энергии γ-излучения в пределах 0,5-3 МэВ составляет -50... + 100% [73]. Утечка заряда через изолятор (до 1 % в день) приводит к отрицательному федингу. Недостаток таких дозиметров — невысокая устойчивость к механическим воздействиям, чувствительность к повышенной влажности, а «слепых» дозиметров, кроме того, — стирание при считывании показаний [3].

Термолюминесцентные дозиметры (ТЛД). В последние годы термолюминесцентный метод становится основным методом индивидуальной дозиметрии при хроническом облучении [3]. Перспективными для применения в ТЛД считают несколько типов термолюминофоров, часть из которых выпускают серийно, а часть находится в стадии исследований.

В индивидуальных дозиметрах фотонного излучения применяют разные модификации люминофоров LiF: монокристаллы размером 6 × 6 × 1 мм, спеченные таблетки, спрессованный порошок LiF без наполнителя и наиболее часто — таблетки из порошка LiF с 60—70% наполнителя (используют обычно фторопласт, имеющий близкий к LiF коэффициент поглощения фотонов). Для β-дозиметров изготавливают тонкие детекторы (~10 мг/см^2), однако чаще используют пленку фторопласт — LiF толщиной 0,2—0,4 мм.

ТЛД на основе LiF могут использоваться для дозиметрии нейтронов. Выпускаются люминофоры ТЛД-100 с природным соотношением лития (содержание Li 7,42%), ТЛД-600 с обогащением ^{6}Li до 95% и ТЛД-700 со сниженным до 0,05% содержанием ^{6}Li. У этих дозиметров дозовая чувствительность к тепловым нейтронам соответственно выше в 25, 320 и 2,5 раза чувствительности к γ-излучению. Чувствительность к быстрым нейтронам таких ТЛД невелика.

Радиофотолюминесцентные дозиметры. Индивидуальные интегрирующие дозиметры выполняют также на основе метода радиофотолюминесценции — возбуждения под действием постоянного ультрафиолетового излучения видимого света, интенсивность которого пропорциональна поглощенной дозе.

В дозиметрах используются метафосфатные стекла, активированные серебром. Собственная фотолюминесценция этих стекол наблюдается при освещении их УФ-светом с $\lambda < 300$ нм, а для $\lambda > 300$ нм стекло прозрачно. При воздействии ионизирующего излучения ловушками захватываются электроны проводимости, образуются центры окраски и при УФ-облучении с $\lambda = 365$ нм возникает люминесценция с $\lambda = 500$ ч—700 нм [3].

Электретные дозиметры. Идея электретных дозиметров была предложена еще в 1957 г., однако практический интерес к ним появился только в последние годы, когда появились полимерные электреты с большой плотностью заряда и их высокой устойчивостью во времени.

Электреты представляют собой поляризованные или электризованные внешним полем твердые диэлектрики, сохраняющие поляризованность или электризацию после снятия этого поля и создающие в среде, внешней относительно них, электрическое поле. Удельное сопротивление электретов достаточно велико 10^{12}—10^{16} Ом·м).

В дозиметрии электреты используют в основном в электретных ионизационных камерах, которые сходны с обычными ионизационными камерами, но содержат электрет у одного из электродов. Ионизация газа, возникающая в объеме такой камеры, приводит к нейтрализации поверхностного заряда электрета и изменению этого заряда пропорционально дозе излучения [3].

Трековые детекторы. Одними из дозиметров, традиционно используемых в дозиметрии нейтронов, являются трековые дозиметры. Они представляют собой тонкие слои различных веществ (слюда, стекло, пленки из пластика и др.), покрытые делящимся веществом (^{237}Np или ^{235}U), и основаны на регистрации числа треков, образуемых в пленке осколками деления. В зависимости от энергии сечения деления ^{235}U, а также ^{237}Np за фильтром из ^{10}B близки к энергетической зависимости удельной дозы нейтронов в ткани.

Описаны различные аварийные дозиметры с делящимися нуклидами. Типичные дозиметры такого типа имеют чувствительность 0,01—0,02 мГр на один трек и позволяют с небольшой погрешностью регистрировать дозу от нейтронов (тепловых, промежуточных и быстрых) от 0,05 до 50 Гр [3].

Полупроводниковые детекторы и детекторы на основе изоляторов. В последние годы появился ряд публикаций, посвященных использованию полупроводниковых приборов в дозиметрах помимо обычного способа, связанного со счетом возникающих импульсов. Так, полупроводниковые детекторы — кремниевые, из CdTe, HgI_2 — использовали для измерения мощности дозы, непосредственно измеряя напряжение или ток в их цепи, генерируемые под действием γ-излучения. Принцип работы таких устройств сходен с работой солнечных батарей. Измерители мощности дозы имеют малые размеры, обладают хорошей механической прочностью, их измерительная схема очень проста. Чувствительность детекторов и диапазон измеряемых величин зависят от конкретного типа детектора.

В качестве примера можно привести детектор из CdTe, компенсированный хлором, использовавшийся для дозиметрии γ- и рентгеновского излучения (толщина детектора 2, диаметр 16 мм) [3].

Литература

1. Аглинцев К.К. и др. Прикладная дозиметрия. — М.: Госатомиздат, 1962.
2. Голубев Б.П. Дозиметрия и защита от ионизирующих излучений. — М.: Атомиздат, 1979. — 399 с.
3. Горн Л.С., Хазанов Б.И. Современные приборы для измерения ионизирующих излучений. — М.: Энергоатомиздат, 1989. — 232 с.
4. Горн Л.С., Хазанов Б.И. Позиционно-чувствительные детекторы. — М.: Энергоиздат, 1982.
5. Гусев Н.Г. Справочник по радиоактивным излучениям и защите. — М.: Медгиз, 1956.
6. Иванов В.И. Курс дозиметрии. — М.: Энергоатомиздат, 1988. — 400 с.
7. Капцов Н.А. Электрический разряд в газах. — М.: Энергоиздат, 1965.
8. Крайтор С.Н. Дозиметрия при радиационных авариях. — М.: Атомиздат, 1979.
9. Матвеев В.В., Хазанов Б.И. Приборы для измерения ионизирующих излучений. — М.: Атомиздат, 1967.
10. Мухин К.Н. Введение в ядерную физику. — М.: Атомиздат, 1956.
11. Полупроводниковые детекторы ионизирующих излучений. Детекторы нейтронов. Каталог. — М.: В/О «Изотоп», 1984.
12. Л.С. Горн, В.А. Костылев, Б.Я. Наркевич и др. Приборы для радиоактивной диагностики. — М.: Атомиздат, 1978.
13. Состояние и перспективы развития детекторов ионизирующих излучений — ДЕТ84. Симпозиум стран СЭВ, 1984.
14. Пат. 88146 Российская Федерация, МПК 8 G01L21/34. Вакуумметр / Минаев И.Г., Самойленко В.В.; заявитель и правообладатель ФГБОУ ВПО «Ставропольский государственный аграрный университет» (RU). — №2009126700/22; заявл. 13.07.2009; опубл. 27.10.2009.
15. www.isotop.ru/certification
16. www.sniip.ru
17. www.consensus.promzone.ru
18. www.polimaster.com
19. www.berkeleynucleonics.com
20. www.sarad.de

ГЛАВА 20

РАДИОВОЛНОВЫЕ ДАТЧИКИ

20.1. Общие сведения. Физические основы реализации радиоволновых датчиков

В данной главе рассматриваются вопросы построения радиоволновых датчиков и измерительных устройств в целом для измерения параметров различных технологических и иных процессов и объектов. Такие датчики обладают большими функциональными возможностями. В основе их построения лежит взаимодействие электромагнитных волн высокочастотного (ВЧ) и сверхвысокочастотного (СВЧ) диапазонов частот с контролируемыми объектами.

Приводимые в главе примеры не исчерпывают весь круг задач, решаемых с помощью радиоволновых датчиков, но дают представление об их возможностях для решения практических задач. Радиоволновые датчики широко используются для контроля и автоматизации технологических процессов. Рассмотрению теории и применений радиоволновых датчиков посвящено большое число публикаций, в том числе монографий [1, 4, 5, 14, 16, 21, 23, 24, 25].

Радиоволновое измерительное устройство состоит из следующих основных частей: датчика с чувствительным элементом (ЧЭ), в котором осуществляется первичное преобразование контролируемой величины в информативный параметр; ВЧ или СВЧ генератора, являющегося источником электромагнитных колебаний, характеристики которых изменяются в ЧЭ при взаимодействии с контролируемой средой (объектом); вторичного преобразователя, в котором осуществляются обработка ВЧ или СВЧ сигнала, необходимые вычислительные операции и преобразование в сигналы для передачи и регистрации.

По характеру взаимодействия с контролируемым объектом и способу получения информативных параметров ЧЭ можно разделить на неизлучающие (замкнутые и квазизамкнутые) и излучающие. Неизлучающие ЧЭ представляют собой линии передачи и резонаторы различных форм (традиционные — на отрезках длинных линий, волноводов, замедляющих систем и резонаторы сложных нетрадиционных форм). В качестве информативных параметров используются резонансные частоты различных типов колебаний резонаторов, число типов колебаний (резонансов), возбуждаемых в резонаторах на определенном интервале частот, добротность резонаторов, мощность, амплитуда и фаза волн в направляющих системах и др. Излучающие ЧЭ представляют собой, в основном, традиционные передающие и приемные антенны (вибраторы, рупоры и др.). Эффективно использование конструктивных элементов объекта в качестве ЧЭ радиоволнового датчика.

Физические явления в радиоволновых датчиках рассматриваются в соответствующих курсах теории электромагнитного поля [10, 15, 18].

О частотных диапазонах радиоволновых датчиков

Типичными системами с распределенными параметрами являются отрезки длинных линий, возбуждаемые, как правило, на частотах мегагерцового диапазона (~ 1 ÷ 500 МГц). Такие системы находят широкое применение в ВЧ радиотехнических устройствах в качестве линий передачи, частотозадающих элементов колебательных контуров высокочастотных генераторов и др.

Распространение электромагнитных волн в длинных линиях (двухпроводной, коаксиальной и др.) происходит в случае, если расстояние d между проводниками линии много меньше длины волны λ ($d << \lambda$). Это требование может быть выполнено при условии распространения волны сравнительно низкой частоты (от самых малых частот вплоть до нуля, т.е. от постоянного тока, до частот, при которых длина волны составляет несколько метров). Если же это условие не выполняется, то имеет место значительное излучение линией энергии в окружающее пространство. При переходе к более высоким частотам, соответствующим метровым и дециметровым волнам, используют коаксиальные и экранированные двухпроводные длинные линии. Волна в этом случае распространяется в пространстве между проводниками линии, не проникая в окружающее пространство.

При еще более высоких частотах (гигагерцового диапазона ~ 1 ÷ 50 ГГц) — сверхвысоких частотах — используют металлические трубы, называемые волноводами. В таких волноводах плоская однородная волна распространяется внутри трубы зигзагами, многократно отражаясь от ее металлических стенок. Распространение волны по волноводу без значительного затухания возможно только при частотах выше некоторой предельной, которая называется критической частотой волновода.

Диапазон частот от ~ 500 МГц до ~ 1 ГГц можно отнести, в зависимости от размеров длинной линии, волновода как к ВЧ-диапазону, так и к СВЧ-диапазону частот. При частотах порядка нескольких сот мегагерц размеры длинной линии являются достаточно малыми и их применение в качестве датчиков затруднено. При частотах ниже ~ 1 ГГц диаметры полых волноводов должны быть достаточно большими (~ 1 м и более), что также практически не встречается на практике; поэтому такие волноводы и резонаторы на их основе редко применяются для построения датчиков на их основе.

Следует отметить, что на практике ВЧ-датчики наиболее часто реализуются на основе отрезков длинных линий в диапазоне часто ~ 1 ÷ 100 МГц, а также СВЧ-датчики на основе полых волноводов и резонаторов в диапазоне частот ~ 1 ÷ 50 ГГц; этот диапазон частот соответствует сантиметровому и миллиметровому диапазонам длин электромагнитных волн.

Электромагнитные системы с распределенными параметрами. Информативные параметры радиоволновых датчиков

Длинные линии. К длинным линиям обычно относятся линии передачи (или направляющие системы), в которых может распространяться поперечная волна (волна типа *TEM*), характеризующаяся тем, что векторы электрической напряженности E и магнитной напряженности H поля лежат в перпендикулярной направлению распространения волны плоскости. Линия считается длинной, если ее длина соизмерима с длиной волны в ней. Особенность вол-

ны *TEM* состоит в том, что структуры электрической и магнитной составляющих поля в поперечном сечении линии идентичны, соответственно, электростатическому и магнитостатическому полю в ней и не зависят от частоты. Распределение поля волны *TEM* вдоль линии существенно отличается от статического. Вместо однородного распределения поля вдоль линии, характерного для статического случая, распределение поля волны *TEM* носит волновой характер, являясь функцией времени.

Применяют различные типы длинных линий и резонаторов на их основе: коаксиальные, двухпроводные, а также другие типы, специальным образом синтезированные для решения тех или иных задач [4, 5]. Находят применение также полосковые линии передачи, образуемые совокупностью ленточных проводников [10, 15]. Такие линии, а также резонаторы на их основе, применяют в диапазонах дециметровых и сантиметровых волн. Как и длинные линии, полосковые линии применяются для реализации радиоволновых датчиков.

Полые волноводы. Полый волновод представляет собой трубу с проводящими стенками, отделяющими электромагнитную волну от внешнего пространства. Сложное электромагнитное поле, возбужденное в волноводе, можно рассматривать как сумму в общем случае бесконечного числа простых полей, характеризующих определенный тип электромагнитных волн, которые могут быть возбуждены в волноводе. Отдельные простые поля распространяются вдоль волновода, либо апериодически затухая (запредельный режим), либо в виде волнового процесса.

Возможные в полых волноводах типы волн делятся на две группы: электрические (волны типа *E*) и магнитные (волны типа *H*). Волны типа *E* характеризуются наличием аксиальной составляющей электрического поля E_z и отсутствием аксиальной составляющей магнитного поля ($H_z = 0$). Волны типа *H* характеризуются наличием аксиальной составляющей магнитного поля H_z и отсутствием аксиальной составляющей электрического поля ($E_z = 0$). Волн типов *E* и *H* может быть бесконечно много, отличаются они друг от друга распределением составляющих электромагнитного поля в поперечном сечении. Для каждого типа волн существует критическая частота $f_{кр}$ и соответствующая ей критическая длина волны $\lambda_{кр}$.

Резонаторы. Простейшим объемным резонатором является волноводный, представляющий собой отрезок волновода, закороченный с обоих концов металлическими пластинами. В качестве резонатора применяют также отрезки однородной или неоднородной длинной линии [4, 5]. Разновидностью резонаторов СВЧ диапазона являются открытые резонаторы, представляющие собой систему по меньшей мере двух зеркал, отражающих электромагнитные волны. Отражающие зеркала изготавливают из металлических плоскостей, решеток или сеток, а также на основе многослойного диэлектрического покрытия, обеспечивающего эффект полного внутреннего отражения. Поверхность зеркал может быть плоской или вогнутой (сферической).

В радиоволновых датчиках, работа которых основана на возбуждении конструктивных узлов объектов контроля как резонаторов, может встретиться большое разнообразие форм резонаторов. При этом, как правило, определение типов колебаний, их собственных частот, добротности является самостоятельной задачей.

Антенны. Известно большое число типов антенн, работающих в диапазоне от метровых до миллиметровых волн и отличающихся областью применения, способом возбуждения электромагнитных волн, а также конструктивным исполнением (рупорные, диэлектрические, щелевые, параболические, дипольные и др.) [16]. Характерная особенность применения антенных устройств для реализации радиоволновых датчиков состоит в том, что взаимодействие электромагнитной волны с объектом контроля обычно происходит в ближней зоне излучения.

Информативные параметры. Приведем основные параметры радиоволновых датчиков, которые изменяют свои значения при взаимодействии с контролируемым объектом и которые могут быть приняты в качестве информативных параметров: основная резонансная (собственная) частота электромагнитных колебаний системы; число резонансных импульсов на конечном интервале частот; добротность резонансной системы; время распространения сигнала до объекта и обратно; частотный сдвиг модулированной по частоте падающей волны по отношению к отраженной волне; фазовый сдвиг падающей и отраженной волн; доплеровский сдвиг частоты, измерение которого позволяет определять различные параметры подвижных объектов. Выбор информативного параметра на практике определяется контролируемой величиной, характером объекта, метрологическими требованиями, условиями эксплуатации и пр.

20.2. Датчики геометрических параметров

Радиоволновые датчики эффективно используются для измерения размеров как готовых изделий, так и в процессе их производства. Класс решаемых задач весьма широк и охватывает измерение таких распространенных технологических параметров, как длина, диаметр, толщина, ширина, форма объектов и др. Параметры одних контролируемых объектов необходимо измерять бесконтактными способами, на значительном расстоянии от них, другие объекты допускают размещение ЧЭ измерительных устройств вблизи или проведение контактных измерений. Здесь рассматриваются вопросы измерения наиболее часто встречающихся в промышленности геометрических параметров.

Датчики толщины материалов и изделий

Наиболее часто встречающиеся задачи измерения толщины можно разделить на три группы: измерение толщины металлических листов; измерение толщины диэлектриков; измерение толщины диэлектриков на металлическом основании, а также толщины металлических пленок на диэлектрическом основании. Существуют и другие задачи — измерение толщины слоев многослойных образцов, контроль толщины слоев в полупроводниковых структурах и др. Рассмотрим наиболее часто применяемые на практике методы и средства радиоволновой толщинометрии.

Датчики толщины металлического листа

На предприятиях черной и цветной металлургии, выпускающих листовой прокат, на машиностроительных заводах существует необходимость в бесконтактном измерении толщины горячего и холодного проката. Толщина прокатываемого листа может составлять единицы и десятки миллиметров, а ее изме-

нения — доли и единицы миллиметров. Известно несколько радиоволновых методов измерения толщины металлических листов, основные из которых связаны с применением СВЧ резонаторов полуоткрытого (квазизамкнутого) типа и излучающих устройств. Реализация этих методов требует наличия доступа электромагнитной энергии к обеим сторонам металлического листа.

Резонаторный метод измерения. При резонаторном методе измерения применяются либо два независимых резонатора, расположенных с противоположных сторон листа и имеющих незамкнутые металлические полости, у которых открытая область поверхности обращена в сторону листа и находится вблизи его поверхности, либо один резонатор *С*-образной формы с открытыми торцевыми стенками, обращенными к соответствующим сторонам листа и находящимися вблизи их поверхностей. На рис. 20.1 изображена схема толщиномера [5], содержащая два независимых объемных резонатора, расположенных с противоположных сторон листа и имеющих открытые торцевые поверхности, направленные в сторону листа. Генераторы частотно-модулированных колебаний 3 и 4 возбуждают колебания в резонаторах 1 и 2 резонансных частот, которые измеряют с помощью измерителей 5 и 6. Значения измеренных частот f_1 и f_2, несущих информацию о расстояниях x_1 и x_2 резонаторов до соответствующих поверхностей листа 7, поступают на устройство 8, где вычисляется толщина листа $d = l - x_1 - x_2$; здесь l — фиксированное расстояние между открытыми торцами резонаторов. Резонансная частота f каждого такого резонатора с подвижной стенкой является функцией расстояния x между открытым торцом резонатора и соответствующей поверхностью листа. Для получения высокой добротности целесообразно возбуждать колебания типов, характеризующихся отсутствием аксиальных токов, в частности типов H_{01p}.

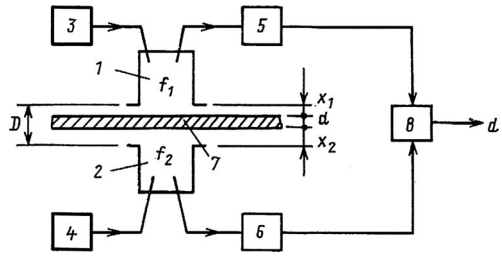


Рис. 20.1. Схема толщиномера с двумя независимыми резонаторами

Как показывает сравнение расчетов и результатов экспериментов, многие характеристики таких полуоткрытых резонаторов могут быть достаточно точно описаны соответствующими формулами для закрытых (без зазора) резонаторов. Для колебаний типа H_{01p} цилиндрического резонатора резонансная (собственная) частота есть $f_{1,2} = c\sqrt{(\chi_{01} / \pi)^2 + [pR / (l + x_{1,2})]^2} / 2\sqrt{\varepsilon}R$, где c — скорость света; ε — диэлектрическая проницаемость среды в полом резонаторе и в пространстве между его торцом и поверхностью контролируемого листа; $p = 1, 2, \ldots$; R и l — радиус и длина резонатора; $\chi_{01} = 3{,}832$ — первый корень характеристического уравнения для производной функции Бесселя нулевого порядка. Возбуждение и съем колебаний в резонаторах, измерение их резонансных частот можно осуществить известными методами на основе различных схем включения резонаторов, в том числе автогенераторных схем.

Датчики толщины диэлектрических материалов и покрытий. Радиоволновая толщинометрия диэлектриков играет важную роль во многих технологических

процессах, позволяя проводить бесконтактным и контактным способами неразрушающий контроль полимерных, композитных и других материалов. Ее применяют при производстве листового стекла, контроле толщины огнеупорной футеровки в металлургических и стекловаренных установках, толщины изделий, изготовление которых сопровождается намоткой на барабан, толщины строительных конструкций и материалов, диэлектрических теплозащитных, антикоррозионных, дорожных и других покрытий диэлектрических слоистых материалов и т.п.

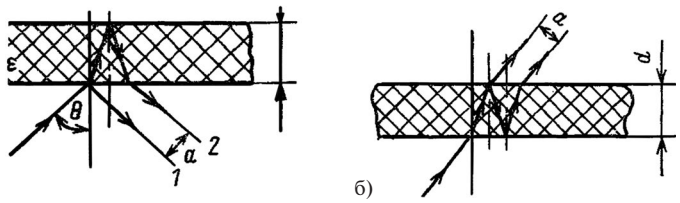
В зависимости от характера взаимодействия электромагнитной волны с объектом и возможности одно- или двустороннего доступа к нему радиоволновые толщиномеры делятся на следующие группы: с прохождением зондирующей волны через объект, с ее отражением от объекта или находящегося за ним отражателя, с расположением объекта в поле колебательной или направляющей системы. Существуют различные устройства, в которых реализуются указанные виды взаимодействия. Вопросы построения этих устройств достаточно хорошо освещены в литературе [7, 17, 20]. Рассмотрим наиболее характерные примеры.

В зависимости от вида информативного параметра методы измерения толщины разделяют на амплитудный, фазовый, геометрический, интерференционный (амплитудно-фазовый), переменной частоты (частотно-фазовый), поляризационный, импульсный, резонаторный, волноводный. При выборе метода измерения толщины d следует учитывать ее соотношение с длиной λ зондирующей волны. При измерении толщины покрытий полезны следующие рекомендации [5]. При $d >> \lambda$ интерференционными явлениями в покрытиях можно пренебречь и для измерения d использовать изменение фазы волны, а при очень больших значениях d (например, при измерении толщины льдов) — также и время распространения волны; в ряде случаев возможно определение толщины путем пассивной (по собственному тепловому излучению) локации объекта. При $d \sim \lambda$ интерференционными явлениями пренебречь нельзя, коэффициент отражения и набег фазы являются функциями диэлектрической проницаемости вещества и отношения d/λ, возможно эффективное применение метода переменной частоты и интерференционного метода. При $d << \lambda$ целесообразно применение резонаторного метода и метода квазиоптической поляриметрии. Учет соотношения между d и λ необходим и при контроле однослойных материалов, без подстилающей поверхности, а также покрытий при использовании других методов толщинометрии.

Измеряемая толщина по значению мощности (амплитуды), прошедшей через образец волны, есть $d = \lambda P_{\text{пад}} / 2\pi\sqrt{\varepsilon}\,\text{tg}\,\delta\, P_{\text{пр}}$, где λ — длина волны; ε и $\text{tg}\,\delta$ — диэлектрическая проницаемость и тангенс угла диэлектрических потерь материала образца; $P_{\text{пад}}$ и $P_{\text{пр}}$ — мощность падающей и прошедшей волн. Отсюда следует, что результат измерения d зависит от ε и $\text{tg}\,\delta$ и высокоточные измерения возможны только при неизменности этих параметров; необходима также высокая степень стабильности частоты генератора. Согласно фазовому методу измеряют сдвиг $\Delta\varphi$ фазы, прошедшей через материал волны, которая связана с толщиной: $d = \Delta\varphi\lambda / 2\pi(\sqrt{\varepsilon} - 1)$. Для однозначных измерений толщины $\Delta\varphi$ не должен превышать π, и диапазон однозначного измерения $\Delta d \le \lambda / [2(\sqrt{\varepsilon} - 1)]$. Реа-

лизация амплитудного и фазового методов возможна и при измерениях параметров отраженной волны, при нормальном или наклонном падении волны на материал или покрытие. При этом для их зондирования и приема отраженных волн можно использовать как раздельные антенны, так и одну приемо-передающую антенну.

Геометрический метод основан на зондировании плоского слоя контролируемого материала или покрытия электромагнитным лучом под некоторым углом θ к нормали к поверхности слоя (рис. 20.2, *а*) и определении расстояния *a* между точками входа и выхода луча, т.е. между лучом 1, отраженным от передней поверхности слоя, и лучом 2, отраженным от задней поверхности слоя. Толщина слоя есть $d = a\sqrt{\varepsilon - \sin^2\theta} \,/\, \sin 2\theta$. Этот метод можно использовать также в режиме «на прохождение» (рис. 20.2, *б*). Проводя измерения по двухканальной схеме, выбрав разные углы θ_1 и θ_2 зондирования слоя, можно обеспечить инвариантность результата измерения толщины к величине ε; для этого достаточно выполнить несложное совместное преобразование соотношения указанного вида, записанного для углов θ_1 и θ_2.



а) б)

Рис. 20.2. Схема для реализации геометрического метода измерения толщины слоя

Интерференционный (амплитудно-фазовый) метод базируется на наличии функциональной связи между коэффициентом отражения от диэлектрического слоя и его толщиной [5]. Изменение коэффициента отражения обычно контролируется с помощью введения дополнительного опорного канала, работающего на той же длине волны.

Метод переменной частоты (частотно-фазовый метод) предполагает зондирование объекта волнами, модулированными по частоте. Изменяя частоту генератора и регистрируя значения частоты, соответствующие экстремальным значениям отраженного от диэлектрического слоя сигнала, можно определить толщину *d* слоя [5]: $d = c \,/\, [4\sqrt{\varepsilon}(f_1 - f_2)]$, где f_1 и f_2 — частоты, соответствующие двум соседним отраженным от слоя сигналам; ε — диэлектрическая проницаемость материала слоя; *c* — скорость света. Толщиномер в простейшем случае содержит СВЧ генератор частотно-модулированных колебаний, колебания с которого поступают на передающую антенну. Излучаемые ею в сторону материала или покрытия волны отражаются, поступают на приемную антенну, далее на усилитель и преобразователь, в котором определяются $f_1 - f_2$ и, следовательно, *d*.

Для измерения толщины диэлектрического покрытия на металлическом или диэлектрическом основании и металлической пленки на диэлектрическом основании может быть использован *метод квазиоптической поляриметрии* (эл-

липсометрии), реализуемый в миллиметровом и субмиллиметровом диапазонах длин волн [7]. Сущность этого метода состоит в том, что характер поляризации отраженной от границы раздела двух сред волны зависит от свойств границы раздела — от толщины и электрических параметров зондируемого слоя, а также от свойств подложки. При наклонном падении электромагнитной волны ее составляющие, лежащие в плоскости падения и перпендикулярные к ней, отражаются по-разному, и между ними возникает относительный сдвиг фаз и относительное изменение амплитуд. Измеряя отличие поляризационных характеристик (эллиптичности и азимута) отраженной и падающей волн, можно определять толщину покрытия при известных электрофизических параметрах этого покрытия и подложки.

Импульсный метод предполагает наличие радиоимпульсов, отраженных от границ слоя, и измерение интервала времени Δt, например, между максимумами огибающих радиоимпульсов, который для однородного слоя с относительной диэлектрической проницаемостью ε определяется соотношением $\Delta t = 2d\,\mathrm{Re}(\sqrt{\varepsilon})\,/\,c$ [20]. Высокие точность и чувствительность могут обеспечить *резонаторные* и *волноводные* толщиномеры, когда объект размещается в поле резонатора или направляющей системы [5].

Применение линий передачи электромагнитной энергии позволяет в ряде случаев достаточно просто и с высокой точностью измерять толщину диэлектрических материалов. Возможны реализации на основе длинных линий и волноводов разных конструкций. На рис. 20.3 приведена схема фазоизмерительного устройства [5], в которой материал в виде пленки или пластины размещен между проводниками открытой двухпроводной линии 8. Разность фаз $\Delta\varphi$ в измерительном и опорном каналах является функцией толщины. Такая схема позволяет бесконтактным способом определять толщину материалов, диэлектрическая проницаемость которых лежит в пределах $2 \div 40$, в диапазоне $0{,}025 \div 10$ мм, причем чувствительность к поперечным перемещениям материала между проводниками линии имеет допустимо малую величину. Проводники линии могут иметь различную форму: плоскую, цилиндрическую и др. Обычно используемые частоты для таких устройств лежат в пределах $10 \div 1000$ МГц. Эксперименты проводились на таких материалах, как органическое стекло, тефлон и др.

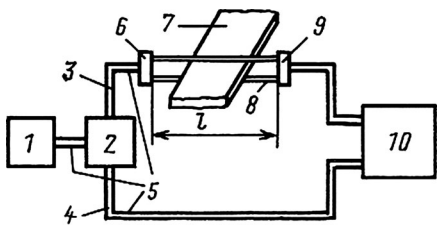


Рис. 20.3. Схема с двухпроводной линией, применяемой для измерения толщины диэлектрика: *1* — ВЧ генератор; *2* — делитель мощности; *3* и *4* — измерительный и опорный каналы; *5* — коаксиальные линии передачи; 6 и *9* — симметрирующие устройства; *7* — контролируемый материал; *8* — открытая двухпроводная линия; *10* — векторный вольтметр

Для измерения толщины используются также автогенераторные устройства с различными типами датчиков на основе дипольных антенн, отрезков длинных линий и др. [13]. Такие толщиномеры применяются, в частности, в горном деле для измерения толщины угольной пачки с целью управления движе-

нием выемочных комбайнов (пределы измерения $0 \div 0{,}2$ м), ширины межкамерных угольных целиков (пределы измерения $0{,}2 \div 0{,}8$ м) для поддержания кровли при выемке угля без крепления и постоянного присутствия людей в забое. Объект влияет на параметры колебательной или излучающей системы, являющейся частью колебательной системы автогенератора, изменяя его те или иные характеристики.

Датчики диаметра

Датчики диаметра протяженных изделий. Для измерения диаметра металлических и диэлектрических стержней, нитей и т.п. наиболее часто применяются устройства с СВЧ датчиками резонаторного типа. Один из наиболее известных резонаторных методов измерения заключается в пропускании изделия (провода, стержни, нити) через сквозное отверстие в полости объемного резонатора и измерении его резонансной частоты [5].

Рассмотрим возможность применения резонаторного метода для бесконтактного измерения диаметра тонких диэлектрических нитей [5]. В качестве ЧЭ используют резонаторную полость генератора на диоде Ганна (рис. 20.4). Контролируемую нить *4* пропускают через резонаторную полость *5*, представляющую собой отрезок прямоугольного волновода. Присутствие нити в полости генератора влияет на его рабочую частоту, которая сравнивается с частотой идентичного, но ненагруженного генератора. Разность частот, зависящая от диаметра нити, измеряется частотомером. Для экспериментальных исследований было выбрано нейлоновое моноволокно массой $40 \div 80$ мг/м и с соответствующим этой массе диаметром $0{,}21 \div 0{,}29$ мм. Погрешность измерения не превосходила 1 %.

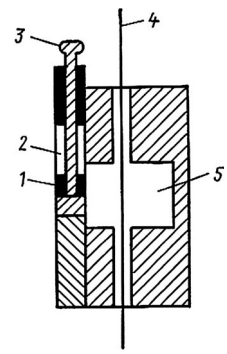


Рис. 20.4. Генератор на диоде Ганна с резонаторной полостью, содержащей контролируемую нить: *1* — диод Ганна; *2* — ВЧ дроссель; *3* — вывод на источник постоянного напряжения; *4* —контролируемая нить; *5* — полость резонатора

Для измерения диаметра помимо объемных применяют и открытые СВЧ-резонаторы, а также волноводы и излучающие устройства. Для определения эксцентриситета вращающихся изделий может быть применен метод, связанный с анализом спектральных характеристик отраженных от изделий волн. Характеристики этих волн не зависят от радиуса цилиндрического изделия и определяются только его эксцентриситетом. Его можно измерять и с помощью интерферометров СВЧ диапазона, когда микроперемещения вращающегося вала на расстояние менее четверти длины волны приводят к соответствующим изменениям выходного напряжения [5].

Датчики внутреннего диаметра труб. В процессе производства и эксплуатации возникает необходимость измерения диаметра и длины труб, например, мелкосортного проката и труб малого диаметра на металлургических и машиностроительных предприятиях. Возникает также задача контроля отклонения поперечного сечения трубы от цилиндрической формы.

В [5] рассмотрен метод измерения внутреннего диаметра (толщины стенок) металлической трубы; он применим и в тех случаях, когда достаточно определить усредненное значение диаметра трубы в каком-либо сечении. Внутрь трубы вводится, например, соосно с трубой, металлическая штанга (рис. 20.5), у которой на некотором участке увеличен поперечный размер. Область между внутренней поверхностью трубы и штангой на этом участке может быть рассмотрена как открытый предельный резонатор коаксиального типа, работающий на колебаниях первого высшего типа H_{111}. Эта область ограничена на рис. 20.5 пунктирными линиями. Штангу можно изготовить относительно тонкой, увеличив лишь ее диаметр на участке с открытым предельным резонатором. Элементы и кабели для возбуждения и съема колебаний могут быть расположены как на наружной поверхности штанги, так и внутри полой штанги.

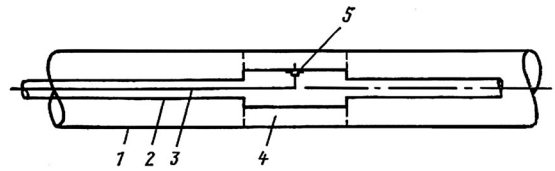


Рис. 20.5. Схема устройства для измерения внутреннего диаметра трубы с открытым предельным резонатором коаксиального типа: *1* — контролируемая труба; *2* — полая металлическая штанга; *3* — линия связи; *4* — открытый предельный резонатор; *5* — элемент возбуждения и съема колебаний

Датчики длины протяженных изделий

Для бесконтактного измерения длины протяженных изделий — труб, стержней и т.п. — на машиностроительных и металлургических заводах могут быть предложены достаточно простые в реализации датчики. Рассмотрим наиболее характерные из них [4, 5]. Изделие (труба), расположенное над металлическим экраном на изолирующих направляющих, служит одним из проводников отрезка двухпроводной длинной линии, разомкнутой на концах. Другим проводником является заземленный экран. Электромагнитные колебания в таком отрезке линии возбуждаются от высокочастотного генератора с помощью петли связи. Устройство содержит также несколько резонансных масштабных датчиков грубого отсчета на основе отрезков коаксиальной длинной линии, которые настроены на резонансные частоты, соответствующие длинам труб, кратным целым метрам. Труба связана с помощью элемента связи со вторичным блоком прибора. Измеряя резонансную частоту f колебаний такого отрезка длинной линии, можно определить длину l металлической трубы или стержня. В устройстве путем автоматической реализации алгоритма осуществляется измерение длины $l = L - MQ - mq$, где L — базовая длина, равная максимально возможной длине трубы (стержня); M = = 1 м — цена деления импульса грубого отсчета m = 1 мм — цена деления импульса точного отсчета; Q и q — число импульсов, соответствующее грубому и точному отсчетам длины трубы или стержня. Как показали испытания,

абсолютная погрешность измерения труб диаметром 6 ÷ 18 мм длиной 1,5 ÷ 9 м не превышает 20 мм.

Длину движущихся протяженных изделий можно определять с применением СВЧ доплеровских измерителей [5]. Основной частью прибора является обычный доплеровский радар с параболической антенной. Частота доплеровского сигнала измерялась цифровым волномером, соединенным с выходом приемника. Этот прибор удобен для проведения непрерывных измерений длины и скорости стальных листов на станах горячей прокатки.

20.3. Датчики механических величин

Понятие **механические величины** можно трактовать достаточно широко, относя к этой группе параметров как рассмотренные ранее размеры изделий, так и параметры движения объектов. Здесь рассмотрены вопросы измерения уровня, количества веществ в различных емкостях, а также давления, усилий, деформаций и механических напряжений. Методы измерения малых расстояний и перемещений часто связаны с бесконтактными методами измерения уровня, что позволяет излагать их сущность с единых позиций.

Датчики уровня

Измерения с применением отрезков длинной линии. Поскольку резонанс в датчике в виде отрезка длинной линии, погруженного в контролируемую среду, уровень которой необходимо измерить, может иметь место при высокой добротности резонатора, то следует различать среды по электрическим свойствам — диэлектрические, электропроводные и несовершенные диэлектрики. Для измерения уровня электропроводных сред наиболее прост ЧЭ в виде отрезка линии, закороченного снизу (рис. 20.6) [3, 4]. В этом случае изменение уровня равносильно перемещению короткозамыкателя по высоте. Подключение удлинительного кабеля (длиной l_k) дает возможность уменьшить диапазон изменения резонансной частоты ЧЭ при заполнении его средой и получить более близкую к линейной зависимость частоты от уровня. Резонансные датчики уровня диэлектрических сред также можно реализовать на основе отрезка линии, закороченного на конце. Его основное достоинство — независимость выходной характеристики от поперечных размеров линии, позволяя без каких-либо дополнительных технологических требований обеспечить взаимозаменяемость ЧЭ. Для измерения уровня сред, являющихся несовершенными диэлектриками и проводниками, датчики строятся на отрезках длинных линий, проводники которых покрыты диэлектрическими оболочками [4]. Наличие диэлектрической оболочки у проводников линии приводит к уменьшению потерь электромагнитной энергии в ЧЭ. Выбором соответствующей толщины оболочки задача изме-

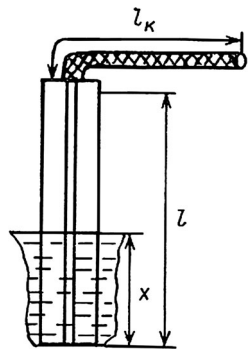


Рис. 20.6. Чувствительный элемент на основе отрезка длинной линии

рения уровня несовершенных диэлектриков сводится к измерению уровня диэлектрических сред.

Измерение уровня путем локации контролируемой поверхности. Представляют интерес уровнемеры, в которых волна распространяется в свободном пространстве. В основу их построения могут быть положены методы, используемые в радиолокационной технике для оценки расстояния до объекта. По принципу действия такие уровнемеры делят на три группы — импульсные, фазовые и частотные.

В **импульсном уровнемере** зондирующий сигнал представляет собой короткий радиоимпульс, по времени прохождения которого до поверхности среды и обратно производится оценка расстояния. Для измерения расстояний, не превышающих нескольких десятков метров (диапазон, характерный для измерения уровня на технологических объектах), необходимы зондирующие импульсы длительностью не более десятых долей наносекунды [4, 5]. Построение **уровнемеров с частотной модуляцией** основано на применении генератора, который вырабатывает колебания с частотой, изменяющейся периодически, например, по линейному закону [5].

Время-импульсные уровнемеры на основе направляющих систем. При возбуждении длинной линии коротким импульсом, который отражается от границы раздела окружающей среды с контролируемой средой, интервал времени между запускающим и отраженным импульсами пропорционален расстоянию от приемо-передающего устройства до границы раздела сред. Реализация этого принципа связана с измерением очень малых интервалов времени и созданием коротких зондирующих импульсов. Например, для диапазона измерения $0 \div 1$ м длительность зондирующего импульса должна быть не более 1 нс, так как интервал между ним и отраженным импульсом составляет величину порядка 7 нс.

Для одноточечной сигнализации уровня в емкостях находят применение СВЧ-сигнализаторы в силу их достоинств — бесконтактности контроля и компактности конструкции. Обычно в этих устройствах измеряют мощность отраженной от границы раздела волны или прошедшей волны [4, 5].

Инвариантные измерения уровня. Во многих случаях датчик уровня в реальных условиях эксплуатации находится под воздействием мешающих факторов, изменяющихся в широких диапазонах. Их изменение может привести к значительным изменениям диэлектрической проницаемости контролируемой среды или ее проводимости. Один из путей повышения точности состоит в создании датчиков, инвариантных к возмущениям, за счет организации дополнительных каналов преобразования, число которых определяется числом компенсируемых возмущений [14]. Анализируя выходные характеристики резонансных датчиков, можно отметить особенности реализации инвариантных уровнемеров. Функции преобразования каналов, удовлетворяющих условию инвариантности, легко сформировать путем включения различных реактивных нагрузок на концах отрезков линии (например, один отрезок может быть короткозамкнут, а другой — разомкнут). Инвариантные уровнемеры могут быть построены также на основе одного отрезка длинной линии [4, 5]. При измерении уровня диэлектрических сред с высокой точностью необходима компенсация влияния изменения диэлектрической проницаемости ε. Приближенная выходная характеристика имеет вид $f = f_0 [1 + (\varepsilon - 1)\varphi(x)]^{-1/2}$, где $\varphi(x)$ характеризует распределение энер-

гии электрического поля вдоль линии. Отсюда следует, что если реализовать два канала преобразования датчика, у которых отличаются функции $\varphi(x)$, $\varphi_1(x) \neq \varphi_2(x)$, при любом $x \in (0,1)$, то можно получить преобразование резонансных частот каналов, независимое от ε, в виде $A_1 = [(f_{10} / f_1)^2 - 1] / [(f_{20} / f_2)^2 - 1]$. Условие $\varphi_1(x) \neq \varphi_2(x)$ означает отличие закона распределения электрической энергии вдоль отрезков линии и может быть реализовано включением различных нагрузок на концах отрезков линии. Возможны упрощенные модификации приведенных здесь соотношений [4].

Эффективно применение инвариантных уровнемеров для измерения уровня криогенных жидкостей, которые могут содержать несколько секций (отрезков длинной линии). Каждая секция представляет собой автономный датчик, что обеспечивает независимость абсолютной погрешности измерения от диапазона измерения. Уровень криогенной среды определяется на основе суммарной информации о заполнении секций [4].

Датчики количества вещества, произвольно распределенного по объему емкости

Для измерения количества произвольно распределенного в емкости вещества требуется выбрать физический параметр, однозначно связанный с объемом заполнения независимо от его конфигурации. В классе электромагнитных систем это требование должно быть выполнено для какого-либо из рассмотренных выше информативных параметров, в частности, для резонансной частоты или числа резонансных импульсов.

Для емкости в виде параллелепипеда ЧЭ [4] имеет вид, показанный на рис. 20.7, *а*. В нем линия равномерно распределена по объему емкости. Предельные экспериментальные характеристики (рис. 20.7, *б*) сняты для произвольных вращений емкости и для заполнений средой отдельных областей в виде куба с минимальным объемом, занимающим около 5 % от всего объема емкости в разных его участках. Погрешность измерения для распределений среды в виде односвязных областей, а также для ряда многосвязных областей на практике составляет не более ± 2 %.

Возможность определения количества диэлектрика по числу резонансных импульсов на конечном интервале частот следует из рассмотрения этого информативного параметра [4, 5].

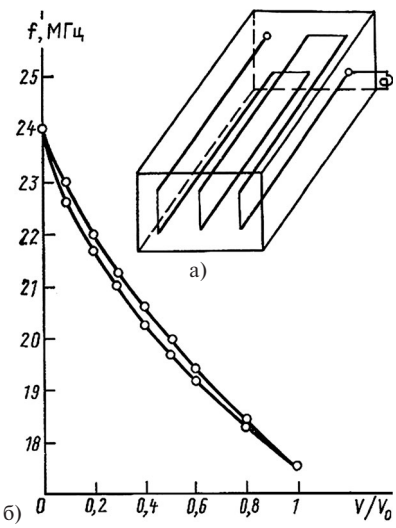


Рис. 20.7. Чувствительный элемент в виде линии, распределенной в объеме сосуда (а), и экспериментальные частотные зависимости от степени его заполнения (б)

Датчики давлений, усилий и деформаций

Радиоволновые датчики позволяют осуществить косвенные измерения давлений, усилий и деформаций. Под воздействием давления, усилия или при деформации контролируемого объекта изменяются характеристики электромагнитных полей в резонаторах и, как ре-

зультат, их информативные параметры — собственная частота и добротность. Большинство известных датчиков построены на основе ВЧ и СВЧ резонаторов, у которых изменяются резонансные частоты и размеры полости при внешнем воздействии.

Для применения в ядерных реакторах-размножителях разработан СВЧ измеритель давления, имеющий гибкую торцевую стенку полости цилиндрического резонатора [5]. Он позволяет определять давление в жидкометаллическом веществе (например, жидком натрии), используемом в качестве теплоносителя и позволяющем обеспечить эффективное охлаждение реактора. В датчике длина l полости изменяется под влиянием давления, воздействующего на тонкую диафрагму из нержавеющей стали, служащую одной из торцевых стенок резонатора (рис. 20.8, *а*). Если разность давлений с внешней и внутренней сторон диафрагмы составляет величину ΔP, то соответствующая ей максимальная деформация (изменение длины цилиндра) диафрагмы $\Delta l_{\text{мах}} = \alpha^4 \Delta P/(6Ed^3)$, где d — толщина диафрагмы; E — модуль упругости металла, из которого изготовлена диафрагма. Поскольку резонансная частота полости зависит не только от давления, но и от температуры окружающей датчик среды, для исключения этого влияния измерительное устройство реализуют по двухканальной схеме: датчик содержит два идентичных объемных резонатора с чувствительными к давлению диафрагмами — измерительный *1* и опорный *2*, на которые подаются, соответственно, измеряемое P_1 и известное P_2 статические давления (рис. 20.8, *б*). Оба резонатора изготовлены из меди и, соприкасаясь друг с другом по боковой стенке, находятся в одинаковых температурных условиях. Резонаторы заключены в цилиндр из нержавеющей стали длиной 1,9 см и диаметром 3,3 см; чувствительная к давлению торцевая стенка каждого резонатора (диафрагма из нержавеющей стали) представляла собой диск очень малой толщины (0,15 мм). В обоих резонаторах возбуждают колебания типа H_{012} на частоте 35,8 ГГц; добротность резонаторов составляла около 5100. Выходным сигналом датчика является разность резонансных частот данных резонаторов, инвариантная к температуре окружающей среды. Внутри реактора находятся резонаторы, полностью или только своей диафрагмой погруженные в жидкий металл, а также два металлических волновода, каждый из которых служит для возбуждения электромагнитных колебаний в резонаторах, их съема и передачу на вторичную аппаратуру, которая расположена вне реактора. Выходная характеристика такого двухканального датчика близка к линейной в диапазоне температур 40 ÷ 650 °С и для давлений до 105 Па, а чувствительность изменялась от 73,5 Гц/Па при 40 °С до 120 Гц/Па при 650 °С, соответственно. Для резких изменений давления постоянная времени составила менее 7,5 мс. Возможно измерение давления в жидком металле (теплоносителе) в системах ох-

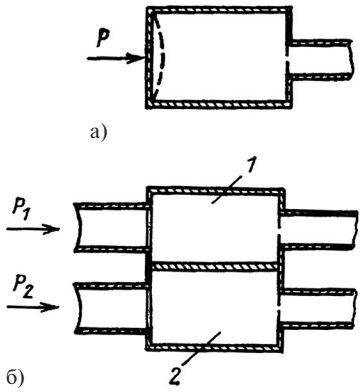


Рис. 20.8. Чувствительные элементы датчиков давления с тонкой диафрагмой (а) и для двухканального датчика (б)

лаждения ядерных реакторов также с помощью одного резонатора с колебаниями типов H_{012} и E_{020}; помимо этих типов колебаний возможно возбуждение колебаний и других типов, например E_{112} и E_{210} [5].

В известных конструкциях СВЧ датчиков давления применяются также резонаторы с перемещаемыми стенками в виде сильфона, а также подвижного поршня. Для измерения деформаций, перемещений и вибраций объектов могут быть применены датчики на основе замедляющих структур [5].

20.4. Датчики параметров движения

К параметрам движения относятся скорость перемещения изделий, деталей и элементов технологических установок, скорость потоков, объемный и массовый расход веществ, перемещаемых по трубопроводам и открытым системам (желобам, конвейерам, каналам и т.п.), частота вращающихся объектов, ускорение, вибрации и др. Для измерения параметров движущихся объектов эффективно применение радиоволновых датчиков, обеспечивающих, если необходимо, дистанционные измерения.

Датчики линейной скорости

Измерять линейную скорость объектов можно с помощью как излучающих устройств, служащих для бесконтактного зондирования объекта под некоторым углом, отличным от прямого, так и направляющих систем (полых волноводов, длинных линий и др.) при бесконтактном или контактном расположении движущегося объекта в их электромагнитном поле вне или (и) внутри этих систем. В основе работы измерителей скорости с излучающими устройствами лежат принципы, известные в радиолокации и применяемые для определения скорости и координат движущихся объектов [5].

Для измерения линейной скорости технологических объектов с помощью излучающих устройств наибольшее распространение получил **доплеровский** метод измерения, связанный с зондированием объектов непрерывными волнами сантиметрового или миллиметрового диапазона длин волн или импульсными сигналами и базирующийся на доплеровском смещении частоты рассеянной на движущемся объекте волны. На рис. 20.9, *а* приведена схема простейшего доплеровского измерителя скорости с передающей и приемной антеннами. Непрерывные электромагнитные колебания с СВЧ генератора *1* поступают на передающую антенну *2*. Излучаемые ею по нормали к движущемуся со скоро-

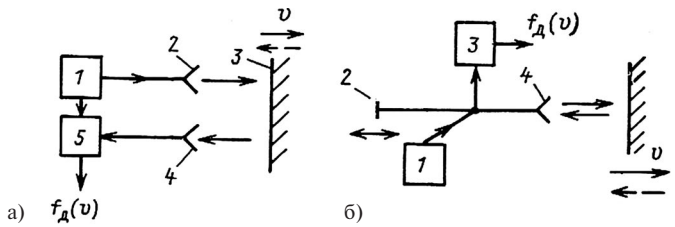


Рис. 20.9. Схемы простейших доплеровских измерителей с передающей и приемной антеннами (а) и с приемо-передающей антенной (б)

стью v отражателю *3* волны с частотой f_0 после отражения от него поступают на приемную антенну *4*, имея частоту $f_0 \pm f_д$ (верхний знак соответствует приближению отражателя, нижний — удалению). Далее принятые сигналы подаются на смеситель, приходят также колебания частоты f_0 с генератора $f_д$ колебаний на выходе смесителя пропорциональна скорости υ отражателя. В варианте, изображенном на рис. 20.9, *б* и содержащем двойной Т-образный мост, имеется одна приемо-передающая антенна *4*. Здесь также обозначены: *1* — СВЧ генератор; *2* — короткозамыкающий поршень; *3* — смеситель.

Другой подход к измерению скорости с применением излучающих устройств заключается в реализации **интерференционного** метода. Между приемо-передающей антенной и контролируемым объектом (проводником или диэлектриком) в результате интерференции зондирующих и отраженных волн устанавливается в пространстве режим смешанных волн, при котором минимумы и максимумы напряженности электрического и магнитного полей имеют ненулевые значения. Число узлов или (и) пучностей поля, зависящее от расстояния до объекта, при его движении изменяется; подсчет этого числа позволяет определить скорость объекта [5].

Датчики скорости потока и расхода

Радиоволновые анемометры и расходомеры во многом способствуют решению технологических задач измерения параметров потоков веществ, в том числе сыпучих материалов, жидкостей с твердыми и газовыми включениями и др. Работа большинства известных типов измерителей скорости потока и расхода основана на использовании эффекта Доплера, имеющего место при рассеянии электромагнитных волн на естественных или искусственных неоднородностях (метках) контролируемого вещества в потоке. Работа недоплеровских радиоволновых расходомеров основана на косвенном восприятии информации о потоке, когда гидродинамические параметры потока оказывают деформирующее или иное воздействие на резонаторный или волноводный датчик, изменяя его характеристики; в этом случае возможные способы получения первичной информации сходны с теми, которые рассмотрены ранее для измерения деформаций, усилий и давления.

Применение **излучающих устройств** обеспечивает бесконтактное зондирование потока вещества в открытых системах и трубопроводах. Реализация измерителей связана с зондированием потока непрерывными электромагнитными волнами (хотя возможно и импульсное зондирование). При взаимодействии волны с движущимся веществом частота f_0 волны изменяется на значение доплеровской частоты $f_д$. Обычно функциональная схема доплеровского измерителя в простейшем случае содержит генератор электромагнитных колебаний, которые поступают на передающую антенну. Излучаемые антенной волны рассеиваются на неоднородностях движущегося вещества и поступают на приемную антенну с частотой f, отличной от частоты f_0 зондирующей волны на частоту $f_д$. Затем обе волны частот f и f_0 подаются на смеситель, на выходе образуется сигнал разностной частоты $f_д = f - f_0$, который после фильтрации и усиления поступает на выходное устройство. Таким путем определяется скорость потока вещества (точнее, его неоднородностей). Неоднородностями вещества, рассеивающими электромагнитные волны, могут быть частицы сыпу-

чего материала, газовые или твердые включения в жидкости, твердые частицы и капли жидкости в потоке газа, шероховатости поверхности жидкости и сыпучего вещества в открытой системе и т.п. Возможно также введение искусственных рассеивателей (меток, например, тепловых). Во всех случаях неоднородности должны обладать электрофизическими параметрами, отличными от таковых для контролируемого вещества, или иметь в открытых потоках геометрические неоднородности в распределении вещества.

Зная скорость υ потока вещества и объемную плотность ρ вещества, можно определить массовый расход: $Q = s\rho\upsilon$, где s — площадь поперечного сечения потока на измерительном участке. Плотность ρ является плотностью неоднородного вещества, так что фактически речь следует вести о ее усредненном значении или учесть при вычислении массового расхода Q ее распределение (а также и распределение скорости υ) по сечению потока.

Направляющие системы и резонаторы — отрезки полых волноводов, длинных линий, объемные резонаторы проточного типа — встраивают в трубопровод на его измерительном участке или располагают вне контролируемого вещества в трубопроводе или открытой системе. Измерители с волноводными датчиками обеспечивают получение усредненной по всему объему измерительного участка (его сечению и длине) информации, что часто бывает важно на практике.

Возможна реализация схем доплеровского расходомера, содержащего как одну приемо-передающую антенну (моностатическая конфигурация), так и отдельные передающую и приемную антенны (бистатическая конфигурация) [5]. В расходомере (рис. 20.10), содержащем отдельные передающую *2* и приемную *4* антенны (бистатическая конфигурация), достигается требуемая развязка между генератором *1* и приемным блоком *5*. Применение двух антенн вместо одной приемо-передающей приводит к некоторому усложнению конструкции. Однако преимуществом такой конструкции может являться большая степень локализации измерительного объема в пределах области пересечения диаграмм направленности передающей и приемной антенн. Контролируемое вещество — сыпучий материал (зерно, песок) — поступает под действием силы тяжести через воронку в вертикальную пластиковую трубу, откуда попадает в приемный бункер (на рисунке воронка и бункер не показаны). Заслонка в нижней части воронки позволяет регулировать размер отверстия и тем самым расход вещества. В экспериментах непрерывная подача вещества из приемного бункера в воронку производилась с помощью шнекового транспортера. Колебания частоты f_0 (10,525 ГГц) с генератора *1* поступают на передающую антенну *2*. Излучаемая

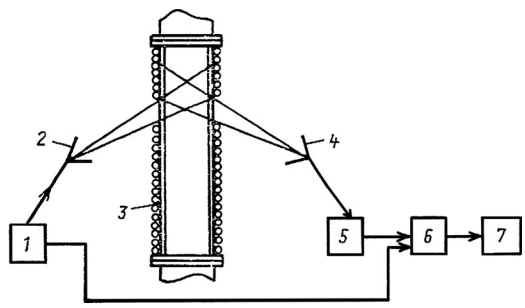


Рис. 20.10. Схема расходомера с передающей и приемной антеннами: *1* — СВЧ генератор; *2* — передающая антенна; *3* — трубопровод; *4* — приемная антенна; *5* — приемный блок; *6* — блок выделения и обработки доплеровского сигнала; *7* — индикатор

ею волна направляется в сторону потока вещества в трубопроводе *3*. Часть энергии излучаемой волны, рассеиваемая на неоднородностях вещества, поступает в приемную антенну *4*, причем частота рассеянной (отраженной) волны изменяется на величину f_∂. Калибровка расходомера производится путем взвешивания порции вещества, прошедшей за определенный промежуток времени.

Доплеровский сигнал на входе блока выделения и обработки доплеровского сигнала в общем случае представляет собой сигнал не одной частоты, соответствующей одиночному отражателю, а сложный сигнал, образующийся в результате рассеяния волны неоднородностями вещества (частицами сыпучего материала, твердыми или газовыми включениями в жидкости и др.). Произвольная ориентация неоднородностей, случайные значения фазы отраженных каждой неоднородностью сигналов приводят к образованию доплеровского сигнала сложной формы. Тем не менее средняя доплеровская частота $\bar{f}_\partial$ пропорциональна средней скорости $\bar{\upsilon}$ потока (точнее, неоднородностей). Время усреднения зависит от скорости потока и может варьироваться приблизительно от 5 с при очень малых скоростях (0,04 м/с) до 1 с при скоростях, соответствующих доплеровским частотам порядка 100 Гц ($\bar{\upsilon}$ = 2 м/с). Частота f_∂ соответствует максимуму спектральной мощности.

Помимо доплеровских известны радиоволновые анемометры и расходомеры, работа которых основана на **корреляционном методе**. Согласно этому методу контролируемый поток зондируется в двух точках в перпендикулярном к нему направлении, принимаются соответствующие рассеянные на неоднородностях (или метках) сигналы, которые обрабатываются для определения максимума взаимно-корреляционной функции, соответствующего скорости потока. По существу, реализация корреляционного метода в ВЧ и СВЧ диапазонах электромагнитных волн сходна с реализацией его разновидностей на основе других физических принципов (ультразвукового, емкостного, теплового, оптического и других методов). Отличие может состоять в устройствах ввода энергии в поток и ее вывода после взаимодействия с веществом в потоке, а также в характере (физических свойствах, размерах и т.п.) рассеивающих неоднородностей, обеспечивающих приемлемую чувствительность приборов. Радиоволновые корреляционные измерители могут быть применены для бесконтактного контроля потоков как в трубопроводах, так и в открытых системах.

Радиоволновые анемометры и расходомеры с непосредственным и косвенным восприятием полезной информации можно строить на основе резонаторов [5]. Косвенные измерения с помощью объемных резонаторов основаны на изменении их параметров вследствие деформаций, прогибов его стенок и т.п. Воздействия, вызывающие такие изменения, рассматривались выше применительно к измерениям давлений, усилий и деформаций. Примером может служить расходомер, содержащий вдоль трубопровода два объемных резонатора, воспринимающих статическое давление, по перепаду которого на участке между резонаторами судят о скорости потока и расходе жидкости. Резонансная частота каждого резонатора является функцией статического давления в области его расположения и температуры жидкости. В предпочтительном варианте конструкции (рис. 20.11) каждый из цилиндрических резонаторов *2* располагается вне трубопровода *4* на его поверхности (на рисунке показан только один резонатор, другой резонатор расположен на некотором расстоянии

от первого). Общая для резонатора и трубопровода стенка *3* представляет собой гибкую металлическую мембрану. Перемещение мембраны вследствие изменения давления вызывает изменение продольного размера полости резонатора и соответствующее этому изменение его резонансной частоты. Связь резонаторов со вторичной аппаратурой осуществляется по волноводу *1*. Для независимости результатов измерения расхода от температуры оба резонатора возбуждают на двух типах колебаний, которым соответствуют резонансные частоты, имеющие различные зависимости от параметров жидкости. Это позволяет с помощью каждого резонатора определять как давление, так и температуру. Информация о температуре, полученная с обоих резонаторов, может затем быть использована для достижения независимости показаний расходомера от температуры. Такое устройство было применено для измерения расхода жидкого натрия в трубопроводах диаметром ~ 100 мм реактора-размножителя на быстрых нейтронах при температуре ~ 380 °С и скорости потока в пределах 1,8 ÷ 6,7 м/с; соответствующее падение давления на участке трубопровода между резонаторами составляло в зависимости от скорости потока ~ 736 ÷ ÷ 9123 Па. Расстояние между резонаторами ~ 3 м.

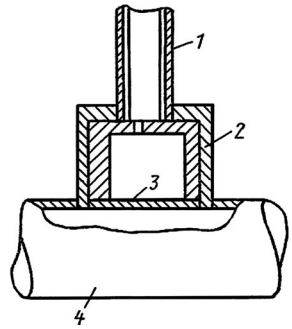


Рис. 20.11. Конструкция объемного резонатора с гибкой стенкой

Датчики частоты вращения

Важные преимущества СВЧ измерителей частоты вращения заключаются в бесконтактности измерений, отсутствии влияния на контролируемый объект (изделие), возможности получения информации через диэлектрические поверхности, закрывающие контролируемый объект, широком диапазоне измерения, возможности дистанционных измерений и получения информации в процессе обработки изделий. Для получения отраженного от объекта сигнала могут быть использованы различные неоднородности: геометрические (например, асимметрия формы изделия), механические (отверстия, щели, штыри и др.), электрические. Достаточным может оказаться наличие шероховатости поверхности изделия, а для гладкого изделия — наличие пятен краски на его поверхности или какого-либо подходящего диэлектрика для искусственного создания неоднородностей.

Возможно получение информации о вращающемся вале за счет амплитудной и (или) частотной модуляции отраженных волн. Более высокой точностью обладают устройства, в которых учитывается распределение гармонических составляющих в спектре отраженного сигнала. На анализе спектра отраженного сигнала основаны принципы построения ряда СВЧ устройств. Так, известен метод измерения частоты вращения, основанный на измерении интервалов частоты между гармониками спектра отраженного сигнала. Схема устройства, реализующего метод, изображена на рис. 20.12. С СВЧ генератора *1* электромагнитные колебания поступают на передающую антенну *2*, которая облучает вращающийся контролируемый объект *3*. Отраженные объектом электромагнитные волны воспринимаются приемной антенной *4* и поступают на синхро-

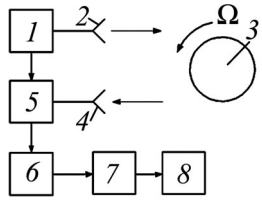


Рис. 20.12. Схема устройства для измерения частоты вращения, в котором определяется интервал частот между гармониками отраженного сигнала

нный детектор *5*, куда приходят также колебания с генератора *1*. Продетектированный сигнал поступает на усилитель низких частот *6* и затем на анализатор гармоник низких частот *7*, выделяющий контролируемую частоту, которая регистрируется частотомером *8* [5].

Другой подход к измерению на СВЧ частоты вращения основан на использовании инерциального характера плоскости поляризации электромагнитной волны. Принцип действия устройств такого типа можно пояснить с помощью простейшей схемы поляризационного СВЧ датчика угловой частоты вращения (гироскопа) [5].

Датчики вибраций

Из известных радиоволновых методов измерения вибраций можно выделить две основные группы: интерференционные и резонаторные. В основе методов первой группы лежит зондирование вибрирующего объекта волнами ВЧ и СВЧ диапазонов, прием и анализ отраженных (рассеянных) объектом волн. Между излучающим устройством и объектом в результате интерференции образуется стоячая волна. Вибрация объекта приводит к амплитудной и фазовой модуляции отраженной волны и к образованию сигнала биений. У выделенного сигнала переменного тока амплитуда пропорциональна амплитуде вибраций, а частота соответствует частоте вибраций. Методы второй группы основаны на размещении объекта в поле ВЧ или СВЧ резонатора (вне или, хотя бы частично, внутри него), при котором под влиянием вибраций изменяются характеристики резонатора.

Устройство, реализующее интерференционный метод измерения, может быть выполнено на основе двойного волноводного Т-образного моста [5], равновесие которого нарушается при перемещении объекта (рис. 20.13). Электромагнитные волны, излучаемые антенной *2* в сторону вибрирующего объекта *1*, отражаются от него и принимаются этой же антенной. Мост *4* первоначально сбалансирован при неподвижном объекте так, что сигнал на его выходе отсутствует; это достигается путем регулировки переменной нагрузки *8*, состоящей обычно из аттенюатора и подвижного короткозамыкающего поршня. Любое смещение объекта вызывает разбаланс моста, который можно сделать почти пропорциональным этому смещению. Таким путем удается найти амплитуду и час-

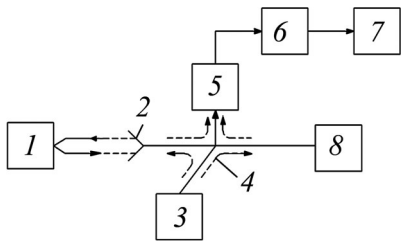


Рис. 20.13. Схема устройства для измерения вибраций на двойном Т-образном мосте: *1* — контролируемый объект; *2* — приемо-передающая антенна; *3* — СВЧ генератор; *4* — двойной Т-образный мост; *5* — детектор; *6* — усилитель; *7* — индикатор; *8* — регулируемая нагрузка

тоту вибраций; зная последнюю, путем дифференцирования соответствующего сигнала можно определить виброускорение. Минимальная регистрируемая с помощью усилителя *6* и индикатора *7* амплитуда перемещений (вибраций) составляет 100 нм. Она зависит от шумов генератора *3* и чувствительности детектора *5*, от мощности и стабильности генератора, механической стабильности устройства и др.

Резонаторные методы измерения вибраций могут быть реализованы на основе объемных резонаторов и отрезков длинных линий. Достаточно просто реализуются устройства на отрезке длинной линии, у которого нагрузочный элемент (например, конденсатор) расположен на некотором расстоянии от вибрирующего объекта в пределах чувствительности устройства [5].

Датчики ускорения

Ускорения движущихся изделий и механизмов, различных транспортных средств можно определять с помощью доплеровских измерений скорости путем дифференцирования сигнала скорости. Однако такой подход не всегда приемлем, например при импульсных, скачкообразных изменениях положения объекта, а также при очень малых измеряемых ускорениях и их изменениях в процессе измерения, когда тем не менее необходимо иметь высокоточную информацию. Принцип действия радиоволновых устройств, непосредственно предназначенных для косвенного измерения ускорений — акселерометров, — основан на изменении под действием ускорения параметров ВЧ и СВЧ резонаторов. Один из методов измерения ускорений с помощью СВЧ-резонаторов связан с использованием магнитострикционного эффекта в ферритовых стержнях, расположенных в полости резонаторов [5]. Намагниченность ферритового стержня, обладающего выраженными магнитострикционными свойствами, и собственная частота электромагнитных колебаний объемного резонатора изменяются под воздействием измеряемого инерционного усилия, прикладываемого к ферритовому стержню. Чувствительным элементом акселерометра является (рис. 20.14) металлический цилиндрический поршень *4*, жестко связанный с ферритовым стержнем *1* и располагаемый в полости объемного резонатора *5* над стержнем. Ввод в резонатор возбуждающих его электромагнитных колебаний осуществляется с помощью петли связи *6* через разъем *7*, вывод электромагнитной энергии с помощью петли связи *3* производится через разъем *2*. С помощью петли связи 6 в резонаторе возбуждаются колебания типа E_{110}, частота которых не зависит от высоты полости резонатора *5* и поршня *4*, а управляется степенью намагниченности ферритового стержня *1*. Внутри резонатора с помощью внешнего магнита создается постоянное магнитное поле. Собственная частота колебаний резонатора составляет $7 \div 10$ ГГц. Девиация Δf резонансной частоты (частотный выходной сигнал акселерометра), соответствующая воздействию ускорения 1 g, составляет примерно 15 МГц. Линейная часть характеристики преобразования акселерометра соответствует девиации частоты, равной

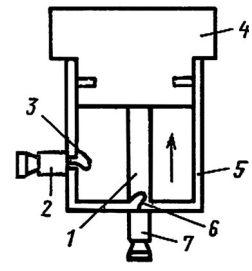


Рис. 20.14. Схема объемного резонатора с ферритовым стержнем

400 кГц. Корпус резонатора *5* выполнен из латуни в виде цилиндра высотой 54,8 мм и диаметром 19,6 мм, длина ферритового стержня составляет 34,96 мм, диаметр 6,35 мм. В данном акселерометре ферритовый стержень *1* является одновременно функциональным элементом датчика и упругим элементом системы подвеса ЧЭ (поршня). Для построения акселерометров на основе деформируемых СВЧ-резонаторов могут быть применены также и другие конструкции, рассмотренные ранее.

20.5. Датчики физических свойств материалов и изделий

Зависимость различных параметров радиоволновых датчиков от электромагнитных параметров контролируемых объектов позволяет получить информацию об их физических свойствах. Несмотря на принципиальную общность подходов к решению задач измерения таких величин, как влажность, плотность, концентрация, сплошность и др., специфика контролируемых материалов и изделий и условий приводит зачастую к различию в применяемых методах и средствах измерений. Радиоволновые методы, в силу специфики диапазонов используемых частот электромагнитных волн и применяемых в этих диапазонах электромагнитных систем, позволяют успешно решать многие такие задачи.

Датчики влажности

Влажность материалов и веществ относится к числу параметров, для измерения которых радиоволновые датчики получили наибольшее развитие и практическое применение благодаря высокой чувствительности радиоволновых влагомеров в диапазонах высоких и сверхвысоких частот, возможности достижения высокой точности бесконтактных измерений и интегральной оценки влажности по объему контролируемого вещества. Вопросы теории и применения данных влагомеров изложены во многих научных работах, патентах и монографиях [1, 2, 8, 9, 16]. Физические процессы во влажных материалах подробно освещены в упомянутых работах.

Возможность применения радиоволновых датчиков для влагометрии основана на отличии комплексной диэлектрической проницаемости воды и содержащих ее веществ. При измерении влажности вещества в свободном пространстве полезную информацию могут нести параметры отраженной от вещества или прошедшей через его слой волны. Широко распространены методы измерения по поглощению электромагнитной энергии во влажном веществе по схемам «на отражение» или «на прохождение». Кроме этих методов возможны также фазовые методы, основанные на измерении фазового сдвига волны при ее взаимодействии с влажным веществом. Известны и другие методы измерения в свободном пространстве, например, по изменению поляризации волны при отражении от влажного материала или прохождении через его слой, по изменению угла Брюстера при наклонном зондировании слоя материала и др. Разработаны многочисленные конструкции ВЧ и СВЧ влагомеров резонаторного и волноводного типов, в которых в зависимости от влажности вещества изменяются колебательные характеристики (собственная частота и

добротность) резонатора, характеристики распространения волны по направляющей системе (амплитуда, фаза, коэффициент отражения и др.). Радиоволновые влагомеры применимы для контроля жидкостей, газов, сыпучих и твердых материалов (пластин, листов, пленок и др.).

При измерении технологических параметров на получаемые результаты оказывают влияние неинформативные параметры — изменение температуры, плотности вещества и др., следствием которого является существенное снижение точности. Поэтому весьма важна разработка методов и средств влагометрии, обеспечивающих инвариантность результатов измерений к возмущающим факторам.

Рассмотрим принципы построения СВЧ влагомеров, позволяющие минимизировать влияние плотности и толщины слоя контролируемого материала при одновременных измерениях амплитуды A и сдвига фазы φ волны после ее прохождения через слой материала [4,5]. Эти характеристики прошедшей волны зависят от толщины слоя, от диэлектрической проницаемости ε влажного вещества. Величина ε является функцией влагосодержания W, плотности ρ и других физических свойств вещества.

Влагосодержание, определяемое как отношение массы воды $M_в$ к массе $M_в + M_0$ образца исследуемого вещества (M_0 — масса обезвоженного образца), может быть записано в следующем виде:

$$W = \frac{M_в}{M_в + M_0} = \frac{M_в / V_0}{M_в / V_0 + M_0 / V_0} = \frac{m_в}{m_в + m_0},$$

где V_0 — объем влажного образца, $m_в = M_в/V_0$, $m_0 = M_0/V_0$.

В общем случае измеряемые величины есть $A = F_1(m_в, m_0)$; $\varphi = F_2(m_в, m_0)$. Аналитические выражения для конкретных веществ могут зависеть от сложности формул, описывающих электрофизические параметры влажного вещества. В простейшем случае, предполагая, что влажное вещество является однородным и что параметры A (децибелы) и φ (градусы) линейно связаны с массами $m_в$ и m_0 (случай, часто имеющий место на практике), можно записать: $A = (am_в + m_0)h$; $\varphi = (cm_в + dm_0)h$, где h — толщина слоя контролируемого вещества, числовые коэффициенты a, b, c и d соответствуют конкретным веществам с определенными физическими свойствами. Коэффициенты можно записать для объема 1 см^3, так как величины $m_в$ и m_0 также характеризуют единичный объем. С учетом этих выражений будем иметь: $W = (dA - b\varphi) / [(b - a)\varphi - (c - d)A]$. Отсюда следует, что найденное влагосодержание не зависит от толщины слоя вещества. Коэффициенты a, b, c и d можно определить в процессе градуирования влагомера для конкретного вещества.

Одновременно измерять на СВЧ затухание и фазовый сдвиг волны можно с помощью гомодинной двухканальной системы по методу «модулированной поднесущей частоты» [5]. Для измерения затухания амплитуды A можно использовать прямое или уравновешенное (с помощью образцового аттенюатора) преобразование. Для измерения сдвига фазы φ, выполняемого по методу сравнения, необходим образцовый фазовращатель. Данный метод поясняется рис. 20.15. Колебания частотой Ω от СВЧ генератора *1* поступают в два канала *3* и *12*. Сигнал в канале *3* модулируется частотой ω и после прохождения через слой влажного вещества смешивается со смодулированным сиг-

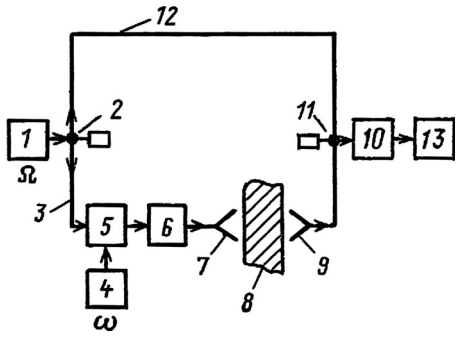


Рис. 20.15. К объяснению измерения влажности по методу «модулированной поднесущей»: *1* — СВЧ генератор; *3* и *12* — каналы, *4* — генератор колебаний частоты ω; *5* — модулятор; *6* — фазовращатель; *7* — передающая антенна; *8* — слой контролируемого вещества; *9* — приемная антенна; *10* — детектор: *2, 11* — двойные Т-образные мосты; *13* — индикатор.

налом канала *12* на детекторе. Амплитуда выходного сигнала с частотой ω детектора является функцией фазового сдвига между немодулированной несущей и модулированной несущей («поднесущей») частотами.

Наличие влаги в веществе отражается на значениях как действительной ε′, так и мнимой ε″ частей его диэлектрической проницаемости $\varepsilon = \varepsilon' - \varepsilon''$. В общем случае выразить ε в функции влагосодержания W и плотности ρ сухого вещества не удается. Анализ многочисленных измерений влажности малоплотных и сжимаемых органических веществ, например, шерсти, табака, зерна, хлопка и т.п., приводит к выводу, что в СВЧ-диапазоне функции $\varepsilon'(W, \rho) - 1$ и $\varepsilon''(W, \rho)$ являются линейными функциями ρ в определенных, иногда достаточно широких диапазонах ее изменения. При более высоких значениях ρ и W эти зависимости несколько отклоняются от линейных, но на практике функция практически не зависит от ρ и является функцией только W. Это характерно для многих веществ в достаточно широких диапазонах изменения ρ. Параметр $A(W)$ можно определить, поместив образец в полость резонатора, что особенно удобно для образцов малых размеров. Тогда, с учетом связи ε′ и ε″ с собственной частотой f и добротностью Q резонатора, находим $A(W) = (\varepsilon' - 1) / \varepsilon'' = [2(f_2 - f_1) / f_2] / (1 / Q_1 - 1 / Q_2)$. Индексы «1» и «2» соответствуют отсутствию и наличию образца в полости резонатора. В описанной в [5] схеме использован сдвоенный СВЧ генератор на двух диодах Ганна, каждый из которых размещен в запредельном волноводе. Фактически частоты генератора определяются собственными частотами двух соседних типов колебаний H_{011} и E_{012} цилиндрического резонатора. Значения этих частот выбраны около 11,5 ГГц. Погрешность измерения во всем диапазоне изменения плотности хлопка не превысила ± 0,1%.

При определении влагосодержания нефтепродуктов заслуживает внимания способ его измерения по разности поглощений волн миллиметрового диапазона в контролируемой нефти и эталоне. Длина зондирующей волны выбирается в диапазоне 1,5 ÷ 2,5 мм [5]. Как показывают эксперименты, погрешность измерения, связанная с изменением сортности нефтепродукта, минимальна, что позволяет определять влагосодержание товарной нефти без коррекции на ее сортность и температуру.

Датчики физических свойств вещества в потоке

Во многих технологических процессах, связанных с перемещением однородных и неоднородных веществ по трубопроводам, требуется осуществлять изме-

рение, контроль и регулирование их физических свойств. В случае однородного вещества информативным параметром может быть его плотность, а для неоднородного вещества с двумя и более компонентами — содержание (концентрация) какого-либо компонента (или нескольких компонентов), средняя плотность, сплошность газо-жидкостного потока, влажность и др. Задача измерения свойств неоднородных веществ часто сопровождается требованием инвариантности к распределению компонентов вещества на измерительном участке трубопровода и независимости результатов измерения от изменения неинформативных параметров в процессе измерения, например, от изменения температуры, от свойств (сортности) жидкости при измерении влажности или сплошности.

Равномерное распределение вещества. Рассмотрим радиоволновые датчики, позволяющие определять физические свойства однокомпонентного вещества (его плотность) и двухкомпонентного вещества с равномерным распределением компонентов по объему измерительного участка трубопровода. В последнем случае измеряемыми параметрами могут являться влажность, сплошность газо-жидкостного потока с равномерным распределением, соответственно, воды и газа в контролируемой жидкости; концентрация частиц сыпучего вещества в трубопроводе при их равномерном распределении и др.

В простейших устройствах с **антенными** датчиками, работающими по схемам «на прохождение» или «на отражение», к металлическому трубопроводу на его измерительном участке подсоединяются по нормали к стенкам, соответственно, передающая и приемная или приемо-передающая антенны, например рупорные антенны или открытые торцы волноводов. Большую область взаимодействия с контролируемым веществом в потоке и, следовательно, большую чувствительность обеспечивают **волноводные** датчики. В таком датчике на основе полого металлического волновода, включенного последовательно в трубопровод и имеющего внутренний диаметр, равный диаметру трубопровода, возбуждение электромагнитных волн и их съем осуществляют в разных сечениях вдоль волновода [5].

Волноводные датчики физических свойств вещества в потоке могут быть реализованы также на основе **длинных линий** [4,5]. На измерительном участке металлического трубопровода в него соосно вводится (через изолятор) металлический стержень, образующий с трубопроводом коаксиальную длинную линию. В качестве информативных параметров используются фаза, амплитуда отраженной волны и коэффициент стоячей волны. Рабочая частота лежит в диапазоне до 1 ГГц. Такие датчики имеют простую конструкцию и применяются для измерения малых влагосодержаний нефти в потоке.

Для измерений в диэлектрических трубопроводах применяют датчики на основе **полосковых линий** [5]. Большие точность и чувствительность обеспечивают **резонаторные** методы измерений свойств веществ в потоках. Как и в случае волноводных методов, достаточно просто реализуются схемы, в которых диэлектрические трубопроводы с контролируемыми веществами пропускаются через сквозные отверстия в стенках полостей объемных резонаторов. Двухканальное СВЧ устройство, описанное в [5], предназначено для измерения концентрации включений в жидкости, протекающей по трубопроводу, в частности, ее влагосодержания, а также содержания каких-либо взвешенных частиц в жидкости, нефти в воде и др. Это устройство (рис. 20.16) содержит два объ-

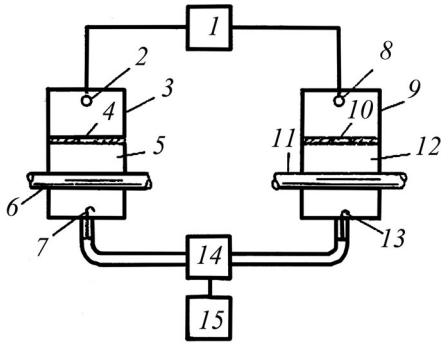


Рис. 20.16. Схема резонаторного устройства для измерения концентрации с опорным каналом

емных резонатора — измерительный *5* и опорный *12*, через сквозные отверстия в которых пропущены диэлектрические трубки 6 и *11*, соответственно, с контролируемой и эталонной жидкостями. При измерении степени загрязненности воды эталонной жидкостью может быть чистая вода. Полость каждого из этих резонаторов через соответствующие отверстия связи *4* и *10* в стенках связана с полостью СВЧ-резонаторов *3* и *9* генераторов на диодах Ганна *2* и *8*; питающее напряжение 10 В подается на эти диоды от источника *1*. Полости связанных резонаторов идентичны по форме и размерам. Для создания одинаковых температурных условий резонаторы могут быть изготовлены в едином блоке, например, алюминиевом. Коэффициент связи между резонаторами *3* и *5* определяется размерами отверстий связи *4* и *10*, от которых зависит чувствительность устройства. Эти резонансные частоты зависят от диэлектрических параметров веществ, находящихся в трубках *6* и *11*. Выделенные с помощью элементов связи *7* и *13* электромагнитные колебания подаются на смеситель *14*. Если контролируемое вещество имеет те же свойства, что и эталонное (например, в обеих трубках — чистая вода), на выходе смесителя частотный сигнал равен нулю. Если же в контролируемом веществе присутствуют включения (примеси в воде), то резонансные частоты полостей *5* и *12* отличны друг от друга и на выходе смесителя имеется отличный от нуля частотный сдвиг, регистрируемый частотомером *15*.

Известно применение открытого предельного резонатора для измерения сплошности потоков органических теплоносителей, используемых для охлаждения ядерных реакторов [5]. Условия работы датчика характеризуются высокими температурой (400 °С) и давлением внутри трубопровода (примерно $3 \cdot 10^6$ Па). Цилиндрический резонатор образован полостью и двумя подсоединенными к ней запредельными на рабочих частотах волноводами. Эти волноводы включены последовательно в трубопровод и имеют идентичные с ним форму и внутренний диаметр.

Аналогичный датчик применялся для измерения малых влагосодержаний жидких и сыпучих веществ в потоке [5]. В этом случае в полость резонатора помещали соосно с ней диэлектрическую трубу той же длины (рис. 20.17). Внутренний диаметр этой трубы равен внутреннему диаметру d запредельных волноводов, так что отсутствует какое-либо нарушение структуры потока. С учетом трубы в полости резонатора зависимость его резонансной частоты f от диэлектрической проницаемости ε вещества выражается формулой $f = f_0[1 + A(\varepsilon_t - \varepsilon) / \varepsilon]$, где f_0 — резонансная частота резонатора с трубой, имеющей проницаемость ε_t и полностью заполняющей объем полости; A — коэффициент, зависящий от типа колебаний в полости, ее размеров, соотношения d/D и величин ε и ε_t. В ограниченном диапазоне ε_t коэффициент A можно счи-

тать приблизительно постоянным, если размеры полости и величина ε остаются неизменными. В этом случае зависимость $f(\varepsilon)$ линейна. В полости для измерения влагосодержания нефти в трубопроводе диаметром $d = 32{,}75$ мм возбуждались колебания типа H_{111} в диапазоне изменения резонансной частоты $2{,}4 \div 2{,}5$ ГГц, соответствующем относительному объемному содержанию эмульсионной воды от 0 до 0,03. Этот же датчик использовался для измерения влажности сыпучих веществ в пределах ее изменения $2 \div 6$ %.

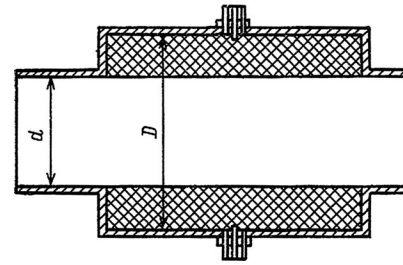


Рис. 20.17. Открытый предельный резонатор для измерения влажности веществ в потоке

Произвольное распределение вещества. Для контроля потоков неоднородных веществ, у которых компоненты могут занимать произвольное положение при движении в трубопроводах, необходимы измерительные устройства, выходные сигналы которых инвариантны к распределению вещества на измерительном участке трубопровода. Это относится к измерению сплошности (или газосодержания) газожидкостного потока, а также и других параметров, например, влажности жидкости или сыпучего вещества, концентрации различных веществ в смеси при неравномерном распределении их компонентов по сечению трубопровода. Для достижения такой инвариантности необходимо обеспечить равномерное распределение энергии поля по контролируемому объему [5]. Известен подход к построению сплошномеров на базе отрезков длинных линий, не связанный с введением в поток каких-либо элементов конструкции датчика [4, 5]. Измерительный участок трубопровода выполняют в виде диэлектрической трубы *2* (рис. 20.18, *а*), на поверхности которой по зигзагу укладывается проводник *3*, концы которого соединяются. Этот проводник является одним из проводников отрезка неоднородной длинной линии. Другим проводником линии служит окружающий диэлектрическую трубу металлический экран *1*. Для постоянства напряженности электрического поля по сечению трубопровода на его измерительном участке достаточно, чтобы при резонансе его потенциал имел косинусоидальное распределение по поверхности трубы с зигзагообразным проводником. При этом обеспечивается постоянство напряженности электрического поля по сечению трубопровода. Возбуждение колебаний в нескольких точках отрезка линии дает возможность создавать поля, направленные относительно друг друга на некоторые углы и, следовательно, получать на основании измерений каждой резонансной частоты ее усредненное значение. В представленной на рис. 20.18, *б* конструкции отрезка линии расположение

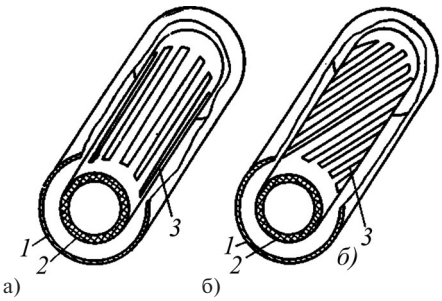


Рис. 20.18. Расположение зигзагообразного проводника на диэлектрической трубе: а — вдоль трубы; б — по спирали

зигзагообразного проводника на диэлектрической трубе по спирали вдоль ее длины приводит к пространственному усреднению результатов измерения за счет непрерывного изменения ориентации вектора электрического поля вдоль измерительного участка трубопровода. Точки возбуждения такого отрезка линии остаются при этом фиксированными.

Для определения физических свойств веществ в потоке могут быть применены также ЧЭ в виде замедляющих систем [6].

20.6. Контроль и измерение параметров некоторых объектов и процессов

В предыдущих разделах рассмотрены вопросы радиоволновых измерений параметров, которые можно отнести к определенным, обладающих той или иной общностью, группам. Существует ряд параметров, которые не удается отнести ни к одной из этих групп. Кроме того, имеются многочисленные области применений радиоволновых датчиков, которые не рассмотрены в предыдущих разделах и соответствуют измерению различных параметров, встречающихся на практике. Не имея возможности подробно рассмотреть все эти области применения, ограничимся здесь рядом примеров.

Регистрация наличия, счет и идентификация объектов

В производственных условиях часто требуется индицировать положение объекта в какой-либо точке, например, на конвейере. Не менее распространена задача подсчета объектов, в частности, готовой продукции. Аналогичные задачи возникают и на транспорте, когда необходимо контролировать степень сближения объектов, фиксировать моменты прохождения объектами контрольных точек и т.п. При этом бывает необходимо идентифицировать объекты, например, изделия на прокатных станах, транспортные средства и др.

Рассмотрим примеры решения таких задач радиоволновыми методами.

Для **регистрации наличия объектов и их подсчета** используется изменение характеристик распространения проходящих (или отраженных) сигналов при прохождении объектом локальной области в пределах диаграмм направленности передающей и приемной (или приемо-передающей) антенн, а также изменение параметров колебательной или направляющей систем при прохождении объектом через локальную область электромагнитного поля системы. На рис. 20.19, *а* приведена схема установки для измерений по изменению характеристик проходящих волн. Электромагнитные волны с СВЧ генератора *1* поступают на пе-

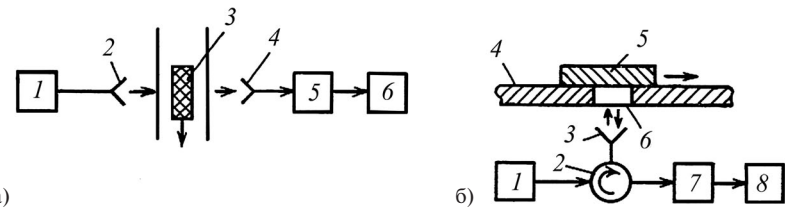


Рис. 20.19. Регистрация наличия и подсчет числа объектов

редающую антенну *2* и излучаются ею в сторону приемной антенны *4*, принятые волны поступают на приемник (детектор) *5* и далее на индикатор *6*. При прохождении объектом *3* контролируемой зоны изменяется принимаемый сигнал, что и фиксируется индикатором. В зависимости от электрофизических свойств объекта и его размеров сигнал может прерываться (в случае металлического объекта), может изменяться его амплитуда или мощность (в случае диэлектрического объекта, а также металлического объекта малых размеров вследствие дифракции на нем электромагнитной волны). При контроле изделий на конвейере антенны *2* и *4* могут быть расположены, например, по обе стороны от него.

Схема, изображенная на рис. 20.19, *б*, иллюстрирует регистрацию наличия и (или) подсчет числа объектов с помощью отраженных волн. Электромагнитные волны, поступающие с генератора *1* на приемо-передающую антенну *3*, проходят через ферритовый циркулятор 2. Возникающие при наличии объекта *5* в контролируемой области отраженные волны через этот циркулятор приходят на приемник (детектор) *7* и затем на индикатор *8*. Такая схема может быть применена при контроле объектов на конвейере *4,* например, для регистрации прохождения металлических изделий на прокатном стане [5]. Для обеспечения получения информации должно быть предусмотрено радиопрозрачное окно *6*; при превышении выходным сигналом приемника некоторого регулируемого порога срабатывания индикатор регистрирует прохождение изделия. Имеется много примеров практического применения таких измерительных схем: определение положения изделий на прокатных станах, определение положения кромки листа трубной заготовки в процессе прокатки труб и др. Отметим, что контроль изделий в металлургии производится в тяжелых эксплуатационных условиях, что, однако, не препятствует получению информации и достижению высокой точности контроля и измерения радиоволновыми методами.

В ряде случаев необходимо определять наличие объектов и производить их идентификацию, когда они находятся в других средах, например, зарыты в землю или погружены в жидкость. Применяемые для этой цели методы подповерхностной радиолокации получили развитие в геологии, горном деле и других областях. Примером может служить поиск находящихся под землей водопроводных и канализационных труб (металлических и диэлектрических) и их распознавание [5].

Возможно применение объемных резонаторов для счета объектов и определения их свойств. Так, для бесконтактного определения числа капель жидкости известно использование полого СВЧ резонатора с отверстием, работающего в «проходном» режиме. При попадании капли в полость изменяется резонансная частота, что позволяет производить счет и сортировать капли в соответствии с их размерами. Подобные задачи часто встречаются в химической промышленности, фармакологии (автоматическая дозиметрия) и в метеорологии (быстродействующие дождемеры) [5].

Для **идентификации** какого-либо объекта необходимо, чтобы он имел определенные, присущие только ему, свойства. Полезную информацию могут нести характеристики (амплитуда, фаза, поляризация, частота) отраженных непрерывных или импульсных сигналов. В ряде случаев идентификация осуществляется с помощью специальных маркировочных элементов, располагаемых

на объектах. Например, для идентификации железнодорожных вагонов автоматически считываются их номера [5].

Радиочастотная идентификация. Радиочастотная идентификация (RFID — Radio-Frequency-IDentification) — технология, позволяющая осуществлять бесконтактную идентификацию объектов с использованием радиочастот [22]. RFID-технология основана на возможности присвоить специальному передатчику-приемнику, наносимому на объект, уникальный номер. Эта информация может быть считана, на метку могут быть многократно нанесены новые данные. RFID широко используется в логистике, в розничной торговле, в системах аутентификации персонала. Во всех этих случаях RFID связывает некоторый объект (например, товар на складе) с цифровыми атрибутами (например, описание товара, его стоимость, дата и порядок отгрузки). В этом смысле технология RFID похожа по функциям на штрих-кодирование, но обладает существенными преимуществами в эксплуатации и позволяет использовать более сложные, криптографически защищенные протоколы.

Применения RFID. RFID-технологии применяются в самых разнообразных сферах человеческой деятельности: промышленность, транспортная и складская логистика, медицина — мониторинг состояния пациентов, наблюдение за перемещением по зданию больницы, библиотеки — станции автоматической книговыдачи, быстрая инвентаризация, паспорта, транспортные платежи, дистанционное управление, опознавание животных, сельское хозяйство, человеческие имплантанты.

Частоты и стандарты. Сегодня RFID-системы используют четыре частотных диапазона: 125—150 кГц, 13,56 МГц, 862—950 МГц и 2,4—5 ГГц. Это те частоты, для которых в большинстве стран разрешено вести коммерческие разработки. Для примера отметим, что диапазон 2,45 ГГц — это частоты, на которых работают беспроводные устройства стандарта Bluetooth и Wi-Fi. Для каждого из упомянутых частотных диапазонов действуют свои стандарты со своей степенью проработки.

RFID-метки. Хранение информации обеспечивает RFID-метка, иначе называемая транспондер (рис. 20.20). Она содержит индивидуальный для данного объекта код и пользовательскую информацию объемом до 4096 бит. Данные могут наноситься на метку либо производителем транспондера — единожды, либо пользователем — единожды или многократно в зависимости от типа метки. Информацию на транспондере можно дополнять, например, новыми данными о пройденных производственных этапах. Существует несколько способов систематизации RFID-меток и систем: по рабочей частоте; по источнику питания; по типу памяти. По типу источника питания RFID-метки делятся на пассивные, активные и полупассивные.

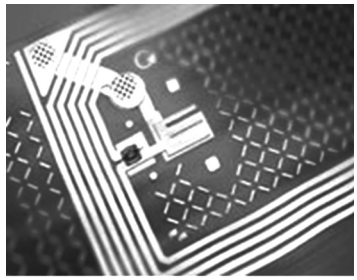


Рис. 20.20. RFID-метка

Считыватели. Считывание и передача информации осуществляются автоматически посредством комплекса «антенна + ридер», а также вручную, с по-

мощью терминалов сбора данных, поддерживающих технологию RFID. Стационарные считыватели крепятся неподвижно на стенах, дверях, движущихся складских устройствах (штабеляторах, погрузчиках). По сравнению с переносными, считыватели такого типа обычно обладают большей зоной чтения и мощностью и способны одновременно обрабатывать данные с нескольких десятков меток. Принтеры, поддерживающие технологию RFID, позволяют перевести информацию с RFID-метки в формат штрих-кода. При этом данные о выполненных операциях принтер отправляет в учетную систему.

Диагностика двигателей внутреннего сгорания

Одним из интересных и эффективных применений радиоволновых методов является контроль процессов в камерах сгорания двигателей внутреннего сгорания (ДВС). Эффективность работы ДВС зависит, в основном, от синхронизации зажигания, содержания топлива в камере и скорости поршня при заданной нагрузке. Измерение необходимых для регулирования ДВС параметров требует применения многочисленных датчиков, которые должны быть взаимосвязаны. В противоположность этому, измерение резонансной частоты и добротности рабочей камеры ДВС, рассматриваемой в качестве объемного резонатора, имеющего при движении поршня переменный объем, позволяет определять многие интересующие параметры на основании анализа одного аналогового сигнала. Анализ резонансных импульсов позволяет определить положение нижней и верхней мертвых точек, направление движения поршня, скорость перемещения поршня, электрическую проводимость газов в рабочей камере, изменение размеров камеры, идентифицировать рабочий такт, синхронизировать зажигание и др. [5]. Имеется также возможность определять и регулировать состав топливных смесей, отработанных газов, контролировать и регулировать температуру и давление в камере. Это создает предпосылки и для рационального конструирования камер сгорания, трубопроводов и охлаждающих систем.

Электромагнитная энергия вводится в полость камеры сгорания через свечу зажигания. При этом не нарушаются процессы, связанные с работой ДВС, и не вносятся какие-либо изменения в его конструкцию. Искровой промежуток свечи зажигания, будучи согласованным, образует подходящий элемент возбуждения электромагнитных колебаний в камере сгорания и их съема, являясь по своей форме петлей связи. Были также разработаны различные специальные устройства для возбуждения и съема колебаний. В соответствии с реальными размерами камер сгорания используется обычно сантиметровый диапазон длин волн, на которых имеют место наблюдаемые резонансные импульсы. Находит применение и миллиметровый диапазон (в случае форкамерных ДВС), сопровождаемый функциональной обработкой сигналов сложной формы, имеющих место в данном случае.

На рис. 20.21 изображена упрощенная схема одного из устройств диагностики ДВС. Электромагнитные колебания от СВЧ генератора *1* поступают через коаксиально-волноводный переход *2* в волновод *3* и далее в коаксиальную линию *4*, внутренний проводник которой служит для подачи электрических импульсов на свечу зажигания *5* от распределителя зажигания *10*. В верхней части линия *4* заполнена диэлектриком, служащим для изоляции измеритель-

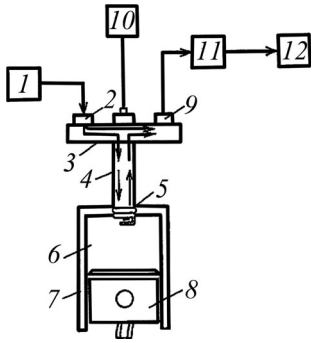


Рис. 20.21. Схема устройства для СВЧ диагностики ДВС

ной цепи от высоковольтной цепи зажигания. Через свечу *5* электромагнитная энергия поступает в полость цилиндра *7*. Размеры этой полости изменяются при движении поршня *8*. Регистрация возбуждаемых при этом колебаний на собственных частотах полости 6 производится с помощью детектора *9*. Далее сигналы поступают на усилитель *11* и осциллограф *12*. Известны различные способы контроля синхронизации зажигания по измерению положения верхней мертвой точки, связанные с регистрацией резонансных импульсов при движении поршня в одном из цилиндров. Рассмотренные методы можно применять для диагностики ДВС различных типов, имеющих разные конструкции камер сгорания.

Обнаружение и локализация утечек в трубопроводах

При эксплуатации магистральных трубопроводов, служащих для перекачки нефтепродуктов и других веществ, важное место занимает контроль возможных утечек в трубопроводах вследствие нарушения их герметичности. Важной является и задача контроля состояния коммуникаций различных гидравлических систем коммунального хозяйства.

Известные радиоволновые устройства для контроля утечек в трубопроводах основаны на зондировании линии передачи электромагнитной энергии, расположенной под контролируемым трубопроводом, импульсными и непрерывными сигналами. Поверхность такой линии, обращенная к трубопроводу, выполняют таким образом, что при попадании на нее вытекающей жидкости изменяются локальные характеристики отрезка линии (его волновое сопротивление). Возможны, например, следующие реализации линий передачи такого типа: коаксиальная линия с неплотной (сетчатой) оплеткой металлического внешнего проводника линии, заполненной диэлектриком; двухпроводная линия, заключенная в диэлектрическую оболочку; волновод, имеющий обращенную к трубопроводу продольную щель, закрытую герметично диэлектриком. Задача определения наличия, локализации утечек и их масштабов сводится, таким образом, к определению положения и размера неоднородностей в линии передачи. Одна из измерительных схем [5] приведена на рис. 20.22. В теплоизоляции вдоль трубопровода *1* проложена коаксиальная длинная линия *2* (показана пунктиром), чувствительная к наличию утечки жидкости из трубопровода и состоящая из диэлектрика, внутреннего проводника, внешнего сетчатого проводника (оплетки). Точки *a, b, i, k* вдоль линии расположены друг от друга на расстояниях, кратных половине длины волны λ генератора. Для локализации области утечки коаксиальная линия возбуждается высокочастотными колебаниями от импульсного генератора *6*, который с помощью коммутатора *5* подключается к линии в точке *a,* соответствующей началу контролируемого участка трубопровода. Коммутатор *5* подключает поочередно к контролируемым точкам *b, i, k* регистрирующий прибор *7*, настроенный на номинальное значение контролируемого параметра, которым может являться,

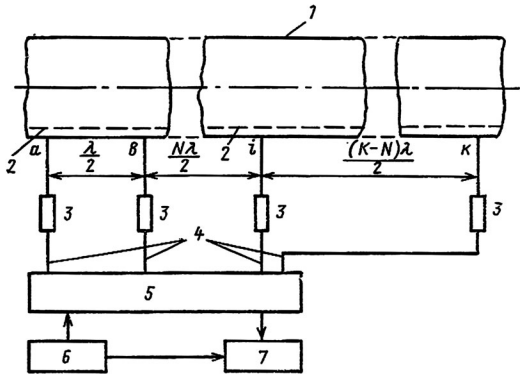


Рис. 20.22. Устройство для определения наличия и локализации утечек в трубопроводе: *1* — трубопровод; *2* — коаксиальная длинная линия; *3* — согласующие элементы; *4* — линии связи; *5* — коммутатор; *6* — импульсный генератор; *7* — регистратор

например, входное сопротивление $Z_{вх}$ отрезка линии. Отрезок линии в указанных точках контроля в отсутствие внешних возмущений обладает одинаковыми свойствами. Если фиксируется номинальное значение параметра $Z_{вх}$, равное, при наличии согласованности, волновому сопротивлению на каждом из последовательно подключаемых участков линии, кратных по длине $\lambda/2$, то это свидетельствует об отсутствии утечки жидкости из трубопровода.

Если же на каком-либо участке трубопровода имеется утечка, то истекающая жидкость воздействует на расположенный рядом участок коаксиальной линии. В результате изменяется диэлектрическая проницаемость линии на данном участке, т.е. ее волновое сопротивление, и регистрирующий прибор зафиксирует отклонение информативного параметра от его номинального значения. Оператор получит информацию о наличии утечки на конкретном участке трубопровода, длина которого равна целому числу $N\lambda/2$ полуволн, где $N = 1, 2, 3,...$, а длину волны λ выбирают с учетом конкретных требований и возможностей. Длина участка может колебаться от единиц до тысяч метров. По значению регистрируемого информативного сигнала можно судить о степени утечки.

Измерение температуры

Радиоволновые методы позволяют измерять температуру технологических объектов. Наибольшее распространение получили радиометрические приборы [5]. Дистанционную или контактную пассивную радиолокацию позволяют осуществлять СВЧ радиометры. Успешно могут быть применены СВЧ радиометры, когда объект находится за какой-либо преградой, например, твердой стенкой, прозрачной для электромагнитных волн (из керамики или других изолирующих материалов). Они позволяют определять температуру и ее распределение внутри ядерных реакторов, в установках металлургического, химического производства и др. В [5] рассмотрен СВЧ радиометр, предназначенный для контроля температуры обрабатываемого в печи сырья, его количества, расположения или формы. Примерами подобных печей являются, например, печь для обжига цемента содовый котел (он представляет собой печь, используемую, в частности, в цел-

люлозно-бумажной промышленности, куда подается применяемая в процессе производства щелочь или какой-либо раствор).

Другой подход к измерению температуры объектов связан с их активным зондированием с помощью антенных устройств, резонаторов и линий передачи электромагнитной энергии. Для получения информации используется зависимость электрофизических параметров объектов от их температуры. Так, задача измерения температуры, количества содержимого и его распределения внутри вращающейся печи для обжига цемента может быть решена, если рассматривать полость печи как полый волновод. С изменением температуры изменяются диэлектрическая проницаемость и тангенс угла потерь цемента. Поскольку цилиндрическая стальная печь, покрытая изнутри слоем футеровки, имеет диаметр 4 м, то ее возбуждение можно осуществить на частотах выше 45 МГц. Наклон печи по отношению к горизонтали составляет около 4°, так что для повышения температуры топливо (газ, нефтепродукты, угольный порошок) подается через нижний торец печи, а исходный материал поступает через ее верхний торец. Возбуждение волновода — печи — осуществляется в области нижнего торца. Возбуждающий элемент (передающая антенна) должен иметь термостойкую конструкцию. Элемент съема (приемная антенна) расположен у противоположного торца печи и вращается вместе с ней. Один из вариантов реализации антенны изображен на рис. 20.23. При любом положении печи передающая антенна *3* расположена в ее центре перпендикулярно поверхности материала *5* в печи; при этом силовые линии электрического поля возбуждаемой волны также перпендикулярны данной поверхности. Съем информации с вращающейся антенны осуществляется с помощью бесконтактной индуктивной связи. В другом варианте реализации конец штыревой приемной антенны расположен в футеровке печи, в то время как с внешней части вращающейся вместе с печью антенны осуществляется бесконтактный съем информации или один раз в течение одного оборота печи, или непрерывно в течение почти полного оборота при выполнении указанной внешней части в виде проводника, по форме повторяющего контур печи. Информативными параметрами могут служить амплитуда, длина волны и фаза принимаемых колебаний. Возможно использование также одного элемента для возбуждения и съема колебаний и измерение его входного импеданса.

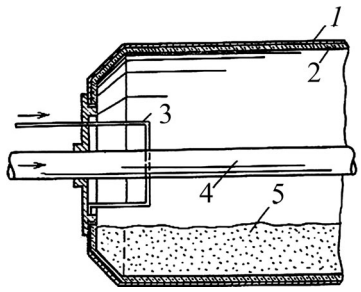


Рис. 20.23. К измерению температуры, количества и распределения обрабатываемого сырья внутри печи для обжига цемента: *1* — печь для обжига цемента; *2* — футеровка стенок печи; *3* — антенна; *4* — труба для подачи топлива; *5* — сырье

Отметим также возможность измерения температуры объекта путем контакта с ним ЧЭ, в результате которого изменяются параметры ЧЭ, зависящие от температуры. В результате изменяются информативные параметры, позволяющие определить температуру объекта. Съем сигнала ЧЭ может быть осу-

ществлен как с помощью линии связи, так и бесконтактным способом. В устройстве такого типа для измерения температуры вращающихся объектов в качестве ЧЭ служит объемный СВЧ-резонатор, изготовленный из материала с большим коэффициентом теплового расширения, например, алюминия [5]. Резонатор размещен на контролируемом объекте. При изменении температуры объекта и резонатора изменяются линейные размеры последнего и, следовательно, резонансная частота, по изменению которой возможно определять температуру. Устройство может быть применено для измерения температуры роторов генераторов, якорей тяговых двигателей и др.

Контроль в аэропортах

Необходимость в системах обнаружения взрывчатых веществ (ВВ) есть у аэропортов, правительственных зданий, таможен, мест скопления людей, спортивных арен, почтовых офисов и школ — все они являются потенциальными объектами, где новые технологии могут быть использованы для повышения безопасности. Улучшенные технологии детектирования оружия критически необходимы, чтобы противостоять угрозе терроризма.

Разработаны автоматические системы обнаружения оружия, взрывчатых, а также наркотических веществ, использующих собственные радиометрические излучения различных покровов и средств. Характеристики собственного излучения различных покровов и средств естественного и искусственного происхождения, в том числе и живых объектов, существенно зависят от их электрофизических параметров, а также условий наблюдения (диапазона частот, поляризации, углов наблюдения). Одной из задач, потенциально решаемых с помощью радиотепловых методов в диапазоне миллиметровых волн, является задача регистрации неоднородностей радиотеплового излучения тела человека, с целью выявления инородных предметов, находящихся (скрытых) на теле человека под одеждой. При этом сама одежда в миллиметровом диапазоне выступает в качестве прозрачного слоя с малым коэффициентом поглощения, что потенциально позволяет обнаруживать инородные предметы, невидимые другими средствами диагностики, например, датчиками оптического или инфракрасного диапазонов волн.

Для оснащения контрольно-пропускных пунктов предприятий и организаций для бесконтактного досмотра посетителей (пассажиров) и персонала с целью предотвращения проноса опасных веществ, предметов и изделий из любых материалов размером от 2—3 мм во многих аэропортах используется радиолокационный сканирующий портал SafeScout производства компании L3 — SafeView (США). Технология сканирования портала SafeScout основана на радиоволновом голографировании и обеспечивает обнаружение скрытых на теле человека предметов из металла, дерева, керамики, пластмассы и других материалов. Аппарат излучает миллиметровые волны, которые, не проникая через кожу человека, отражаются от него при весьма низких уровнях мощности и безвредны для здоровья. В портал вмонтированы два вертикальных массива сканеров-излучателей волн переменной длины. Вся собранная информация незамедлительно оцифровывается и пересылается в быстродействующий операторский компьютер. Установленная программа-анализатор трехмерных голографических образов с высоким разрешением формирует на дисплее схе-

матическое изображение субъекта и детальное — принадлежащих ему объектов. Отличительными свойствами портала SafeScout являются его уникальная пропускная способность — до 600 чел. в час, широкий спектр обнаруживаемых предметов и высокая информативность визуального трехмерного голографического изображения, простота в эксплуатации. Портал сертифицирован и безвреден для здоровья, в отличие от рентгеновских сканеров, что позволяет использовать его для ежедневного досмотра персонала объектов. Основные характеристики порталов SafeScout: предназначены для бесконтактного досмотра граждан с целью обнаружения на их теле и в предметах одежды любых веществ, материалов и изделий скрытого ношения; способны с высокой скоростью (мене 2 с) обнаруживать предметы сразу на всем теле человека; получаемые трехмерные изображения являются высокоинформативными; автоматические приемо-передающие устройства работают в диапазоне частот 24,25 ÷ ÷ 30 ГГц; мощность излучаемого сигнала в 10 000 раз ниже мощности излучаемого сигнала мобильного телефона. Достоинства порталов SafeScout: высокая скорость досмотра, возможность одновременного обнаружения всех видов, консистенций и форм ВВ, наркотических средств и лекарственных препаратов, холодного и огнестрельного оружия (в том числе из керамики), всех типов боеприпасов и изделий на основе ВВ; возможность получения наглядного трехмерного изображения досматриваемого объекта (которое может быть предъявлено в качестве доказательств); получаемые изображения записываются в память компьютера по желанию оператора (возможна автоматическая запись); портал имеет интерфейс для подключения к сети передачи данных и для удаленного управления; интерфейс управления, выведенный на сенсорный экран, имеет меню на основных языках мира; исключено вредное воздействие на человека.



Рис. 20.24. Бесконтактный сканирующий портал

Проходной портал SafeScout 100 (рис. 20.24) рекомендуется для установки на входах в здание для досмотра работников организации и посетителей на предмет выявления скрытых веществ, материалов и изделий повышенной опасности, а также запрещенных к проносу нежелательных объектов.

Медицинская диагностика

Информационно-волновая диагностика и терапия. Существующие врачебные методики лечения хронических заболеваний часто бывают бессильны даже по отношению к самим врачам. Именно такое положение стало главным мотивом к пересмотру существующей медицинской парадигмы и созданию нового направления в медицине, которое получило название **информационная медицина.** Основным ее методом является **информационная радиоволновая диагностика и информационная радиоволновая терапия** [12]. Разработанный еще в 1993 году

метод подтвердил смелую гипотезу о существовании межклеточных сигналов взаимного управления между органами и системами организма человека. Именно они несут информацию о состоянии нашего здоровья. Эти сигналы настолько слабы, что с позиции биофизики можно говорить о процессах, происходящих на атомарном и молекулярном уровнях. Главным открытием стал тот факт, что сигнал от любого здорового органа человека всегда один и тот же, а у больных — сигналы разные и зависят от тяжести, продолжительности заболевания и еще от очень многих других условий. Однако до сих пор никому в мире не удалось систематизировать данные и выделить радиосигнал здоровой клетки. С помощью анализатора спектров «АИС-ЛИДО» («**А**нализатор **И**нформационных **С**игналов», «**Л**ечение, **И**нформатика, **Д**иагностика, **О**бучение») зарегистрировано электромагнитное излучение вегетативных центров, органов и систем человека в СВЧ-диапазоне (миллиметровый диапазон волн), содержащее информационную компоненту. Болезнь — это сумма многочисленных нарушений. Сегодня современные методы диагностики только фиксируют факт изменений и нарушений в органах человека. При более широком обследовании врачи обнаруживают целый ряд отклонений в работе систем, на первый взгляд не связанных между собой. В ходе исследований был выделен сигнал, с помощью которого происходит обмен информацией между органами и системами. В ходе клинических исследований удалось выявить определенные закономерности при различных диагнозах и зафиксировать не только первопричину конкретной болезни, но и остальные, характерные для нее отклонения в других органах и системах, что и позволило в дальнейшем разработать методику оздоровления. Следующим значительным шагом стало создание нового средства терапии. Удалось воспроизвести сигналы, полностью соответствующие здоровым клеткам. Результатом этих изысканий явилось создание аппарата «Минитаг». При воздействии аппаратом на информационные каналы уникальными по своей природе сигналами происходит устранение нарушений в затронутых болезнью органах на информационном уровне.

Комплексная диагностика на клеточном уровне всех органов и систем в течение одного часа. Анализатор-индикатор с биологически активных точек «АИС-ЛИДО» предназначен для диагностики заболеваний и состояния здоровья путем исследования структуры сигналов, излучаемых органами и системами организма человека, с целью определения отклонений от структуры сигналов, принятых за относительную норму (информационный гомеостаз) (рис. 20.25).



Рис. 20.25. Применение анализатора-индикатора

В диагностическом центре происходит выделение модуляционной частоты из спектра отраженной волны, ее амплитудно-частотный анализ позволяет получить информацию о состоянии связанного с акупунктурной точкой внутреннего органа и оценить состояние метаболизма. В основе метода лежит наличие собственных электромагнитных полей тканей организма, параметры которых

изменяются при патологии. Достоинства: безопасность и безболезненность; информативность; оперативность и точность; комплексная оценка состояния здоровья. Показания к применению: определение доклинических нарушений в состоянии здоровья; уточнение особых физиологических состояний; выявление органов и систем, вовлеченных в патологический процесс; определение соответствия медикаментозных и физических средств, назначаемых больному; определение состояния физического здоровья; оценка состояния и определение степени нарушений механизмов саморегуляции; определение критериев физического здоровья при решении вопросов врачебно-трудовой и военно-врачебной экспертиз.

Микроволновая радиотермометрия. Применяемый в медицине метод микроволновой радиотермометрии (РТМ) основан на измерении интенсивности собственного электромагнитного излучения внутренних тканей пациента в СВЧ-диапазоне [11]. Известно, что интенсивность собственного электромагнитного излучения тканей в СВЧ-диапазоне определяется их температурой. Поэтому измерение мощности электромагнитного излучения тканей пациента в СВЧ-диапазоне позволяет неинвазивно выявлять тепловые аномалии на глубине нескольких сантиметров. Интенсивность этого излучения прямо пропорциональна температуре тканей. Поэтому можно говорить, что микроволновая РТМ позволяет измерять внутреннюю температуру тканей и визуализировать ее на экране монитора. Для измерения температуры кожи измеряется интенсивность излучения в инфракрасном (ИК) диапазоне. Результаты измерений визуализируются в виде полей температур. Более горячие области отображаются желтым и красным цветом, холодные области — голубым и синим. Основное отличие микроволновой РТМ от ИК термографии заключается в том, что ИК термография позволяет измерять и визуализировать температуру кожных покровов, а микроволновая РТМ дает информацию о температуре на глубине нескольких сантиметров. Для этого необходимо измерить интенсивность собственного излучения тканей на более длинных волнах, а именно в СВЧ-диапазоне частот. При длине волны 30 см глубина измерения может составляет 4 до 10 см в зависимости от влагосодержания тканей. При длине волны 10 см длина глубины измерения 2 до 7 см.

Отличительные свойства метода: безопасность и безвредность; неинвазивность; выявление заболевания на ранней стадии; быстро растущие опухоли более четко визуализируются при РТМ-диагностике; выявление пациентов с повышенной пролиферативной активностью клеток; способность осуществлять контроль за ходом лечения; совместное использование маммографии и РТМ-метода снижает уровень ложно-отрицательных результатов до 1—3 %. Преимущества метода: выявление температурных изменений на стадии, предшествующей злокачественному росту; отсутствие лучевой нагрузки; температура злокачественной опухоли определяется ее темпом роста; абсолютная безвредность и безболезненность для врача и для пациента; комфортность процедуры; точность метода не зависит от возрастной группы. Информация о тепловой активности тканей является важной для специалистов во многих областях медицины. Имеется опыт использования РТМ-метода в маммологии, неврологии, урологии, хирургии, ведутся научные исследования и в других направлениях.

Литература

1. Бензарь В.К. Техника СВЧ-влагометрии. Минск: Вышэйшая школа, 1974. 349 с.
2. Берлинер М.А. Измерение влажности. М.: Энергия, 1973. 400 с.
3. Викторов В.А. Резонансный метод измерения уровня. М.: Энергия, 1969.
4. Викторов В.А., Лункин Б.В., Совлуков А.С. Высокочастотный метод измерения неэлектрических величин. М.: Наука, 1978. 280 с.
5. Викторов В.А., Лункин Б.В., Совлуков А.С. Радиоволновые измерения параметров технологических процессов. М.: Энергоатомиздат, 1989. 208 с.
6. Елизаров А.А., Пчельников Ю.Н. Радиоволновые элементы технологических приборов и устройств с использованием электродинамических замедляющих систем. М.: Радио и связь, 2002. 200 с.
7. Конев В.А., Кулешов Е.М., Пунько Н.Н. Радиоволновая эллипсометрия / Под ред. И.С. Ковалева. Минск: Наука и техника, 1985. 104 с.
8. Кричевский Е.С. Высокочастотный контроль влажности при обогащении полезных ископаемых. М.: Недра, 1972. 215 с.
9. Кричевский Е.С, Волченко А.Г., Галушкин С.С. Контроль влажности твердых и сыпучих материалов. М.: Энергоатомиздат, 1987. 136 с.
10. Кугушев А.М., Голубева Н.С. Основы радиоэлектроники (Линейные электромагнитные процессы). М.: Энергия, 1969. 880 с.
11. Микроволновая радиотермометрия в медицине. htpp://www.radiometry.ru/radiometry
12. Научный центр информационной медицины ЛИДО. http://infomedcenter.ru/index.html
13. Носов Г.Р. Высокочастотный контроль в горном деле. М.: Недра, 1978. 137 с.
14. Петров Б.Н., Викторов В.А., Лункин Б.В., Совлуков А.С. Принцип инвариантности в измерительной технике. М.: Наука, 1976. 244 с.
15. Семенов Н. А. Техническая электродинамика. М.: Связь, 1973. 480 с.
16. Теория и практика экспресс-влагометрии твердых и жидких веществ /Кричевский Е.С., Бензарь В.К., Венедиктов М.В. и др. М.: Энергия, 1980. 240 с.
17. А.И. Потапов, В.М. Игнатов, Ю.Б. Александров и др. Технологический неразрушающий контроль пластмасс. Л.: Химия, 1979. 288 с.
18. Тишер Ф. Техника измерений на сверхвысоких частотах (Справочное руководство). М.: Физматгиз, 1963. 367 с.
19. Финкельштейн М.И., Мендельсон В.Л., Кутев В.А. Радиолокация слоистых земных покровов. М.: Советское радио, 1977. 176 с.
20. Ястребов О.И. Применение техники сверхвысоких частот в целлюлозно-бумажном производстве. М.: Лесная промышленность, 1977. 152 с.
21. Electromagnetic Aquametry. Ed. by Kupfer K. Springer Publ. 2005. 529 p.
22. Finkenzeller K. RFID-Handbook. Fundamentals and Applications in Contactless Smart Cards and Identification. 2nd edition Wiley & Sons LTD. 2003: 464 p.
23. Ida N. Microwave NDT. Kluwer Academic Publ., Netherlands. 1992. 395 p.
24. Nyfors E., Vainikainen P. Industrial microwave sensors. Artech House, Norwood, MA, USA. 1989. 351 p.
25. Zoughi R. Microwave non-destructive testing and evaluation. Kluwer Academic Publ., Netherlands. 2000. 263 p.

ГЛАВА 21

ЭЛЕКТРОХИМИЧЕСКИЕ И БИОХИМИЧЕСКИЕ ДАТЧИКИ

Электрохимические датчики (детекторы, сенсоры) служат для идентификации и определения концентрации химических веществ в газообразной и жидкой среде. Датчики для определения концентрации компонентов газовых смесей (газоанализаторы) рассмотрены в гл. 16.

Биодатчики отличаются от электрохимических лишь тем, что концентрация определяемого вещества измеряется в них с помощью материалов биологической природы. С помощью электрохимических датчиков можно определять вещества биологической природы и наоборот. Определяемое сенсором вещество часто называют ***субстратом***, или ***аналитом*** [12].

Электрохимические датчики реагируют либо на определенные химические вещества, либо на определенные химические реакции.

21.1. Классификации электрохимических датчиков

Как и во многих других случаях, существуют различные классификации электрохимических датчиков. Например, электрохимические датчики можно разделить по типу явления, лежащего в основе их принципа действия, и по методу измерения.

Все электрохимические датчики можно разделить также на датчики прямого действия (простые) и косвенного действия (составные). Каждая группа, в свою очередь, делится на устройства химического и физического типа [10].

Датчики ***прямого действия*** основаны на свойствах некоторых химических реакций менять параметры электрической цепи: сопротивления, напряжения, тока или емкости. Такие датчики используют дополнительные схемы для согласования выходных электрических сигналов с интерфейсной схемой, но в них нет никаких преобразователей, конвертирующих одну форму энергии в другую. Датчики же ***косвенного действия*** основаны на химических реакциях, не вызывающих непосредственного изменения электрических параметров, поэтому в их состав всегда входят дополнительные преобразователи, конвертирующие побочные явления реакций (изменение физических размеров, сдвиг частоты, модуляция света, изменение температуры и др.) в электрические сигналы.

В некоторых, самых простых, детекторах ***химического типа*** исследуемый химический реагент вступает в прямую химическую реакцию с чувствительным элементом, что вызывает значительное изменение их выходных сигналов.

При этом часто возникают необратимые изменения самих датчиков и ухудшение их стабильности. Недостатком детекторов химического типа является их неполная восстанавливаемость после проведения измерений, вызванная частичным использованием их компонентов (уменьшение электролита в электрохимических элементах или размеров электродов).

В детекторах ***физического типа*** химические реакции не протекают, но в присутствии определенных химических реагентов происходит изменение их физических свойств. Детекторы этой группы обладают меньшим дрейфом характеристик и лучшей стабильностью по сравнению с датчиками химического типа. Однако, как правило, они достаточно дороги из-за необходимости использования дополнительных преобразователей и обладают невысоким быстродействием.

По типу воздействия на электрические характеристики чувствительного элемента датчики прямого действия делятся на: ***кондуктометрические*** (выходной параметр — сопротивление или импеданс чувствительного элемента), ***кулонометрические*** (выходной параметр — количество электричества или ток, протекающий через чувствительный элемент) и ***потенциометрические*** (выходной параметр — напряжение на паре электродов) При помощи соответствующих электронных схем выходные параметры преобразователей легко преобразуются из одной формы в другую. Существует множество химических и физических реакций, на базе которых можно реализовать датчики прямого действия.

Электрохимический составной датчик состоит из первичного преобразователя (чувствительного элемента, сенсора, датчика), который преобразует информацию о наличии определяемого вещества и его концентрации в виде изменения химических или физических свойств, и вторичного преобразователя (трансдьюсера), преобразующего изменения свойств первичного преобразователя в электрический сигнал (рис. 21.1).

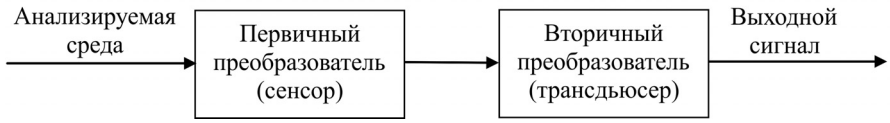


Рис. 21.1. Схема составного электрохимического датчика

Аналогично построены и биохимические датчики.

Итак, ***электрохимический*** (*биохимический*) ***сенсор*** — это, в соответствии с определением Каттералла [12], устройство, которое избирательно откликается на анализируемое (определяемое) вещество (субстрат, аналит) за счет проходящей химической реакции и может использоваться для качественного и количественного определения этого вещества.

Основной компонент любого сенсора — ***распознающий элемент***, определяющий способность сенсора избирательно (селективно) реагировать на определяемое вещество среди множества других веществ.

Для определения отдельных ионов существуют ионоселективные электроды, избирательность которых определяют ***мембраны***. В биосенсорах в качестве

распознающих элементов в большинстве случаев используются ферменты, ***антитела, нуклеиновые кислоты, рецепторы*** [12].

Распознающий элемент закрепляют (***иммобилизуют***) на поверхности трансдьюсера различными способами [12]:

— ***адсорбцией*** на поверхности трансдьюсера;
— ***микрокапсулированием,*** при котором распознающий элемент заключают между двумя мембранами;
— методом ***включения*** распознающего элемента в матрицу геля, пасты или полимера;
— ***ковалентным связыванием*** (то есть образованием химических связей);
— ***сшивкой*** распознающего элемента с трансдьюсером при использовании бифункциональных реагентов.

Активировать поверхность трансдьюсера можно разными способами, например, путем обработки в поле тлеющего разряда [2].

В большинстве датчиков чаще всего применяются электрохимические трансдьюсеры, однако конкуренцию им в ближайшее время могут составить устройства на основе оптических волокон и пьезоэлектрических преобразователей [12].

21.2. Характеристики электрохимических датчиков

Селективность. Это наиболее важная характеристики сенсора, указывающая на его способность отличать одно вещество от других. Селективность определяется, главным образом, распознающим элементом сенсора, хотя в ряде случаев на нее влияют и характеристики трансдьюсера.

Чувствительность. Как правило, чувствительность сенсора должна быть ниже 1 мМ, но в отдельных случаях она может достигать нескольких фемтомолей (10^{-15} фМ).

Точность. Погрешность таких преобразователей обычно не превышает 5 %.

Природа раствора. Характеристики сенсора могут меняться в зависимости от pH, температуры и ионной силы раствора.

Время отклика. Обычно у биосенсоров время отклика составляет более 30 с, что значительно больше, чем у электрохимических сенсоров.

Время регенерации. Это время, необходимое для возврата сенсора в исходное состояние, когда его вновь можно использовать для измерения. Оно не должно быть больше нескольких минут.

Срок эксплуатации сенсора обычно определяется стабильностью распознающего элемента. В случае биосенсоров он может составлять от нескольких дней до месяцев.

Основным недостатком электрохимических датчиков является то, что химические реакции, проходящие при измерениях, меняют сам датчик, часто — необратимо.

Кроме того, электрохимические датчики могут подвергаться воздействию неограниченного количества различных комбинаций химических реагентов, последствия воздействия которых трудно предугадать. При этом могут происходить изменения рабочих параметров датчиков.

При использовании платиновых нагревательных элементов в присутствии углеводородов происходит их испарение при температуре выше 1000 °С, что ограничивает срок их службы и снижает долговременную стабильность [12].

Химическое загрязнение датчиков также ухудшает их параметры.

Еще один недостаток связан с тем, что большинство химических реакций протекает только при условии использования стехиометрических смесей со сбалансированными уровнями концентраций реагентов, нарушение которых приводит к увеличению погрешностей измерения.

21.3. Основные разновидности методов химического анализа

Электрохимические датчики являются наиболее универсальными среди всех химических датчиков. Основными методами, положенными в основу их принципа действия, являются: потенциометрический, основанный на зависимости электродного потенциала от активной концентрации соответсвующих ионов в исследуемом растворе; кондуктометрический, основанный на зависимости электрической проводимости иссследуемого раствора от его концентрации; а также кулонометрический, основанный на измерении количества электричества или электрического тока за время электролиза исследуемого вещества.

Потенциометрический метод. Электродный потенциал на границе электрод—исследуемый электролит согласно уравнению Нернста равен [9]:

$$E = E_0 + \frac{0{,}058}{n} \lg (fc), \tag{21.1}$$

где E_0 — нормальный потенциал электрода (электродный потенциал при t = = 18 °С и нормальной концертрации раствора), n — валентность ионов, f — коэффициент активности, c — молярная концентрация.

Измерение потенциала ячейки потенциометрического датчика выполняется при практически нулевом токе, т.е. в квазиравновесном состоянии, для чего требуется применение измерительного устройства, обладающего очень высоким входным импедансом, называемого ***электрометром***. При переносе заряда переходная область электрод—электролит может быть либо неполяризованной либо поляризованной (емкостной). Некоторые металлы (например, Hg, Au, Pt) при контакте с растворами из инертных электролитов формируют переходную зону с идеальной поляризацией. Тем не менее, даже здесь существует конечное сопротивление переносу заряда, и процесс рассасывания избыточного заряда происходит с постоянной времени, определяемой произведением емкости двуслойной системы и сопротивления переносу заряда: $\tau = R_{ct} C_{dl}$.

Ионоселективные мембраны являются ключевыми компонентами всех потенциометрических ионных датчиков. Они определяют эффективность детектирования ионов определенных веществ в присутствии ионов других компонентов. Ион-селективные мембраны формируют с раствором неполяризованную переходную зону. Хорошие мембраны, обладающие селективностью, стабильностью, воспроизводимостью, устойчивостью к адсорбции и смешиванию, имеют также высокую плотность обменного тока.

Кондуктометрические датчики. В гомогенных электролитических растворах проводимость электролита Y (См) обратно пропорциональна расстоянию L между электродами вдоль электрического поля и прямо пропорциональна продольному сечению электрохимической ячейки A, перпендикулярному электрическому полю [9, 10]:

$$Y = \frac{\gamma A}{L}, \tag{21.2}$$

где γ (См/см) — удельная проводимость электролита, определяемая концентрацией и величиной зарядов ионов. Зависимость эквивалентной проводимости раствора от концентрации c, выраженной в моль/л или любых других единицах, имеет следующий вид:

$$\gamma_{экв} = \gamma_0 - \beta c^{0,5}, \tag{21.3}$$

где β — характеристика электролита, а γ_0 — эквивалентная проводимость электролита при бесконечном разбавлении.

Способы измерения проводимости электролитов при помощи кондуктометрических датчиков остаются практически неизменными в течение многих лет. Обычно электрохимическая ячейка включается в одно из плеч четырехплечевого моста постоянного тока (см. гл. 4). Однако, в отличие от измерения проводимости твердых веществ, при определении проводимости электролитов возникают проблемы, связанные с поляризацией электродов. В дополнение к этому на поверхностях электродов происходят процессы переноса зарядов. Поэтому желательно, чтобы кондуктометрические датчики работали при напряжениях, при которых эти процессы не происходят. Следует отметить, что при подаче напряжения на ячейку рядом с каждым электродом формируется двойной слой, что необходимо учитывать при измерении проводимости. Влияние всех этих эффектов снижается при использовании электрохимических ячеек с высоким значением отношения L/A, т.е. сопротивление ячеек должно лежать в интервале 1...50 кОм. Для выполнения этого условия электроды должны обладать небольшой площадью поверхности, а расстояние между ними следует делать, наоборот, большим. Однако это приводит к снижению чувствительности моста Уитстона. Для разрешения этого противоречия применяют многоэлектродную структуру ячейки. Влияние двойного слоя и поляризации также значительно снижается при использовании переменного тока высокой частоты и небольшой амплитуды. Существует еще один хороший способ балансировки емкости и сопротивления рабочей ячейки — подключение конденсатора переменной емкости параллельно резистору, стоящему в соседнем плече моста [10].

Зависимость электропроводности раствора от его концентрации положена в основу ***кондуктометрического метода*** измерений концентрации, а следовательно в основу принципа действия так называемых ***кондуктометров***.

Удельная электропроводность раствора γ (См/см) связана с эквивалентной концентрацией η (г-экв/см^3) зависимостью

$$\gamma = \sigma\lambda\eta, \tag{21.4}$$

где σ — степень диссоциации молекул растворимого вещества; λ — эквивалентная электропроводность вещества при очень сильном разведении.

В общем случае зависимость удельной электропроводимости от концентрации носит сложный характер. Графики таких зависимостей для некоторых растворов приведены на рис. 21.2. Как видно из графиков, близкими к линейной являются зависимости электропроводимости от концентрации при относительно небольшой концентрации, которая не превышает (5...8)%. Рост концентрации выше (15...30)% сопровождается снижением электропроводности в результате уменьшения диссоциации молекул. Учитывая неоднозначный характер зависимости электропроводности от концентрации, необходимо предварительно знать область применения кондуктометра.

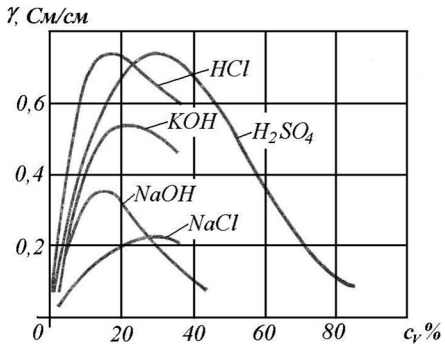


Рис. 21.2. Графики зависимости электропроводности от концентрации

Заметим, что электропроводность раствора в значительной мере зависит и от температуры:

$$\gamma_1 = \gamma_{t0}[1 + \alpha(t - t_0) + \beta(t - t_0)^2], \tag{21.5}$$

где γ_t, и γ_{t0} — электропроводимости раствора при температурах соответственно t и t_0 (обычно t_0 = 18 °С); α и β — температурные коэффициенты.

При изменении температуры в пределах (10...30) °С квадратичный член в уравнении электропроводности как функции температуры может быть опущен, тогда

$$\gamma_t = \gamma_{t0}[1 + \alpha(t - t_0)]. \tag{21.6}$$

При нормальной температуре (+18 °С) приближенные значения коэффициентов α лежат в пределах (0,016...0,024) 1/К.

Кулонометрический метод. Этот метод основан на измерении количества электричества или тока во время электролиза исследуемого вещества. Физико-химической основой кулонометрии является закон Фарадея:

$$m = \frac{MIt}{96500n}, \tag{21.7}$$

где m — масса выделенного вещества во время электролиза, *г; M* — молярная масса данного вещества; *I* — сила тока, *А; t* — время электролиза, *с; n* — количество электронов, которые принимают участие в окислении или возобновлении одного моля вещества.

Отсюда следует, что концентрация исследуемого вещества определяется или по значению тока электролиза при заданном постоянном потенциале, или при постоянном заданном токе временем выделения вещества.

Кулонометрический метод применяют для измерений концентрации определенного компонента (водорода, кислорода, двуокиси углерода, углеводородов, хлора, фтора и т.п.) в жидкой и газовой среде, а также для измерений влажности газов.

21.4. Кондуктометрические устройства

Типичным примером лабораторного электрокондуктомера является прибор согласно схеме, изображенной на рис. 21.3.

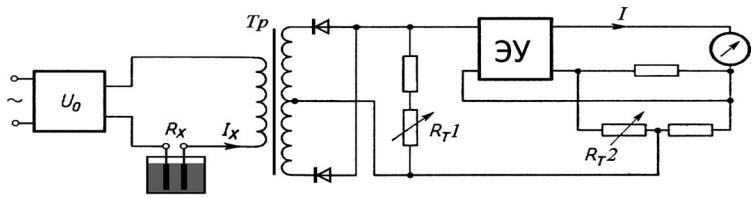


Рис. 21.3. Схема лабораторного электрокондуктомера

При питании прибора от стабилизированного источника напряжения U_0 ток I_x будет пропорционален удельной электропроводности раствора. Действительно

$$I_x = \frac{U_0}{R_x} = U_0 Y_x = kU\gamma_o,$$

где Y_x — электропроводность раствора между электродами; γ_0 — удельная электропроводность раствора; k — постоянная электродной системы, которая определяется ее геометрическими размерами.

Ток I_x поступает на вход трансформатора *Тр*, являющегося согласовательным преобразователем для электронного усилителя ЭУ.

Схема выпрямления позволяет избежать фазовой погрешности, которая возникает за счет комплексного характера сопротивления кондуктометрического преобразователя. Температурная компенсация происходит в зависимости от типа исследуемого раствора при помощи терморезисторов R_T1 или R_T2, что позволяет привести температурную погрешность при изменении температуры исследуемого раствора в границах от (20...50) °С до (0,5...1)% на каждые 10 °С изменения температуры от ее номинального значения.

На рис. 21.4 изображена схема промышленного кондуктометрического концентратомера для измерений концентрации проточной жидкости, который состоит из резистивного электрохимического преобразователя, выполненного в виде двух плоскопараллельных пластин, помещенных в исследуемый раствор. Преобразователь включен в одно из плеч автоматического моста переменного тока. Резисторы R_4, R_0, R_1, R_2, которые образуют другие три плеча моста,

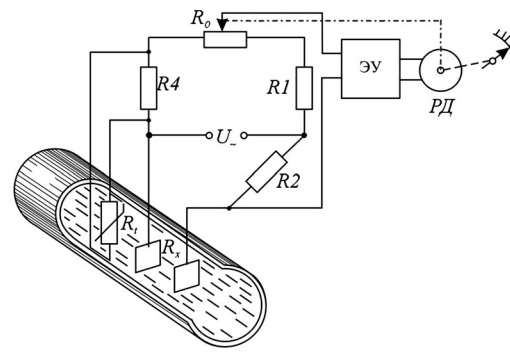


Рис. 21.4. Схема промышленного кондуктометрического концентратомера

изготовлены из манганинового провода. Для уменьшения температурной погрешности параллельно плечу R_4 включают терморезистор R_t, помещенный в исследуемый раствор измеряемой концентрации.

При анализе агрессивных растворов используют безэлектродные (бесконтактные) кондуктометрические концентратомеры, преимуществом которых является отсутствие электродов, которые могли бы поляризоваться или загрязняться. Это повышает надежность и точность бесконтактных концентратомеров.

На рис. 21.5 показана схема такого прибора, в котором первичный трансформаторный безэлектродный преобразователь состоит из силового *Тр1* и измерительного *Тр2* трансформаторов, первичные w_1 и измерительные w_2 обмотки которых индуктивно связаны между собой короткозамкнутым витком в виде стеклянной трубки, через которую протекает исследуемая жидкость. Трубка с жидкостью является одновременно вторичной обмоткой трансформатора *Тр1* и первичной трансформатора *Тр2*. Под действием переменного магнитного потока, который создается током I в обмотке w_1, в жидкости индуктируется ЭДС, в результате которой протекает ток I_x. Значение тока пропорционально γ_x — удельной электропроводности исследуемого раствора, а, следовательно, исследуемой концентрации c_x. Ток I_x создает магнитный поток в сердечнике трансформатора *Тр2*, индуктируя в обмотке w_2 ЭДС E_2, значение которой также пропорционально.

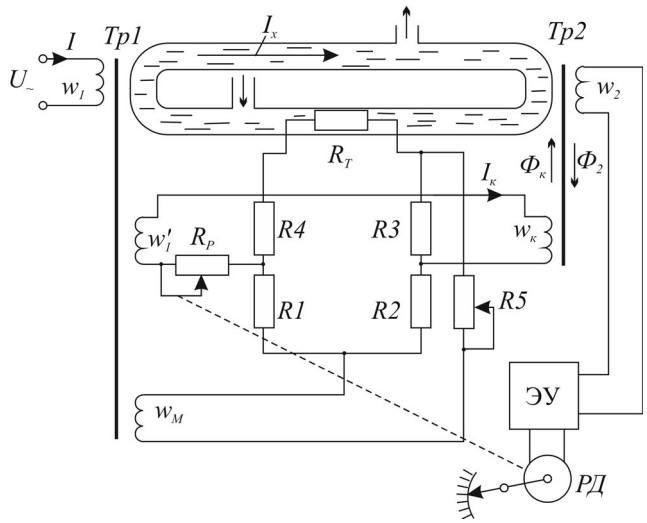


Рис. 21.5. Схема бесконтактного промышленного кондуктометрического концентратомера

ЭДС E_2 усиливается усилителем и приводит в движение вал реверсивного двигателя РД, который перемещает ползунок реохорда $R_р$, изменяя ток $I_к$ в цепи обмотки $w_к$. В сердцевине трансформатора *Тр2* создается магнитный поток $Ф_к$ противоположный к магнитному потоку $Ф_2$, который создается током I_x. В момент равенства этих потоков ЭДС E_2 уменьшается до порога чувствительности усилителя и вращение вала РД прекращается, а указатель шкалы займет положение, которое отвечает измеряемой концентрации.

Для автоматической коррекции влияния изменения температуры исследуемой жидкости на показания прибора служит четырехплечий мост, который питается от обмотки $w_м$ и включен выходной диагональю в цепь обмоток w'_1 и w_k и реохорда $R_р$. Мост образуют температуро-независимые (манганиновые) резисторы *R1, R2, R3, R4* и термозависимое сопротивление $R_Т$, которое помещено в исследуемую жидкость.

21.5. Измерительные преобразователи pH-метров

В практике анализа растворов значительное место занимают потенциометрические методы измерения концентрации определенных ионов. Потенциометрический метод основывается на использовании закона Нернста, который устанавливает зависимость электродного потенциала от концентрации соответствующих ионов в растворе (21.1).

Принцип действия ***гальванических преобразователей pH-метров*** основан на зависимости электродных потенциалов от активности водородных ионов, по которой можно определить свойства, в частности, концентрацию водных растворов.

Суть этого способа такова. Даже самая чистая вода имеет некоторую электрическую проводимость, определяемую наличием в ней некоторого количества ионов, которые возникают в результате реакции, которая называется автопротолизом [9]

$$H_2O + H_2O \rightleftarrows H_3O^+ + OH^-.$$

Суть автопротолиза заключается в перемещении ионов водорода H^+ от одних молекул воды к другим. Следовательно, в водородных растворах, да и в чистой воде, свободных ионов H^+ нет, а есть гидратированные ионы гидроксония H_3O^+.Однако для упрощения диссоциацию представляют как

$$H_2O \rightleftarrows H^+ + OH^-,$$

то есть считают, что молекулы воды частично диссоциируют на ионы водорода H^+ и ионы гидроксила OH^-.

Для дистиллированной воды и нейтральных растворов активность a_{H+} ионов водорода равняется активности a_{OH}- ионов гидроксила. Для водных растворов кислот $a_{H^+} > a_{OH^-}$ и тем больше, чем больше концентрация кислот, а для водных растворов щелочей $a_{H^+} < a_{OH^-}$ и уменьшается при увеличении концентрации. В то же время для данной температуры произведение этих активностей всегда остается постоянным как для воды, так и для водных растворов кислот и щелочей, и характеризуется так называемым ***ионным произведением воды***:

$$K_{H_2O} = a_{H^+} \cdot a_{OH^-}.$$

Установлено, что при нормальной температуре (20 °С) ионное произведение воды $K_{H_2O} = 10^{-14}$ (моль/л). В чистой воде или в нейтральном растворе активность ионов H^+ и OH^- одинакова, то есть

$$a_{H^+} = a_{OH^-} = \sqrt{K_{H_2O}} = 10^{-7} \text{ моль/л}.$$

Ионное произведение воды при данной температуре остается постоянным также и для любого водного раствора, в частности, для растворов кислот с остатком ионов H^+ или щелочей с избытком ионов OH^-. В это же время ионное произведение воды является некоторой функцией температуры, в частности, при $t = 0$ °С $K_{H_2O} = 10^{-15}$ моль/л, а при $t = 50$ °С $K_{H_2O} = 10^{-13,2}$ моль/л. В соответствии с температурой изменяется также концентрация водородных ионов, а следовательно, для однозначного определения *pH* необходимо знать температуру раствора.

Следовательно, при $K_{H_2O} = \text{const}$ для оценки свойств водных растворов достаточно измерять, например, активность водородных ионов. На практике для удобства вычислений активность водородных ионов характеризуют водородным показателем pH, который определяется как отрицательный логарифм активности ионов водорода:

$$\text{pH} = -\lg(a_{H^+}) = -\lg(f_{H^+} c_{H^+}).$$

Показатель pH для водных растворов при нормальной температуре изменяется от 0 для концентрированных водных растворов кислот до 14 единиц для концентрированных водных растворов щелочей. В растворах неводных растворителей показатель pH в зависимости от концентрации будет изменяться в других пределах, например, в аммиаке от 0 до 32,7 ед. Принцип построения шкалы pH объясняет рис. 21.6.

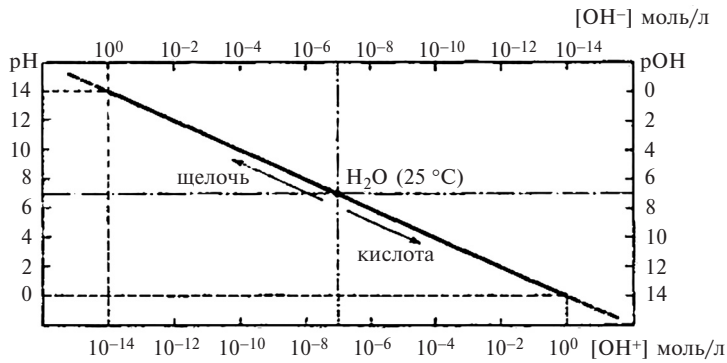
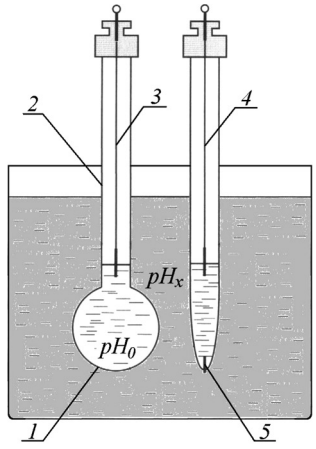


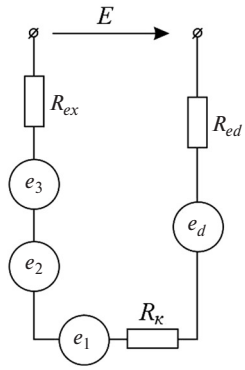
Рис. 21.6. К принципу построения шкалы pH

Прибор, предназначенный для измерения pH, называют ***pH-метром***. Самый точный и наиболее универсальный метод измерений pH базируется на определении электродных потенциалов разных электродов, размещенных в исследуемом растворе. Гальванические преобразователи pH-метров состоят из двух полуэлементов: стеклянного измерительного, электродный потенциал которого является функцией pH_x исследуемого раствора и вспомогательного, электродный потенциал которого известен и не зависит от свойств исследуемого раствора.

Стеклянный измерительный полуэлемент (рис. 21.7, *а*) — это тонкостенная (0,05...0,1 мм) колба *2*, нижняя сферическая часть *1* которой изготовлена из специального мембранного стекла и заполнена так называемым буферным



а)



б)

Рис. 21.7. Конструкция гальванического преобразователя pH-метра (а) и эквивалентная электрическая схема (б)

раствором, то есть раствором с известным значением pH_0. Внутри колбы размещен хлористосеребряный вспомогательный электрод *3* (платиновый стержень, покрытый слоем хлористого серебра). При погружении такого стеклянного полуэлемента в исследуемый раствор на внешней стенке колбы на границе раздела стекло — исследуемый раствор возникает электродный потенциал e_1, значение которого является функцией pH_x. Это объясняется процессами ионного обмена. Щелочные ионы стекла (натрий или литий) переходят в раствор, а их места занимают более подвижные ионы водорода из раствора. Вследствие этого поверхностный слой стекла будет насыщенным водородными ионами, а стеклянный электрод приобретет свойства водородного электрода. В то же время на внутренней стенке колбы возникает электродный потенциал e_2, значение которого определяется свойствами буферного раствора, не зависит от pH_x и является неизменным при постоянной температуре. Еще один электродный потенциал e_3, независимый от pH_x, возникает на хлористосеребряном электроде. Результирующий электродный потенциал e_x измерительного полуэлемента будет равняться сумме трех упомянутых электродных потенциалов и содержать составляющую $e_0 = e_2 + e_3$, независимую от pH_x, и составляющую e_1, которая является функцией измеряемой величины pH_x:

$$E_x = e_0 + e_1 = e_0 + e_{pH}\, pH_x,$$

где e_0 — электродный потенциал измерительного полуэлемента при $pH_x = 0$; e_{pH} — коэффициент, значение которого определяется параметрами измерительного полуэлемента (удельная ЭДС электрода, мВ/pH).

Слой стекла между обеими поверхностями колбы является, в сущности, проводником с большим электрическим сопротивлением ($R_M = 10^6...10^9$ Ом), который соединяет электрически два источника ЭДС, а именно e_1 и e_0.

В качестве вспомогательного может быть использован водородный полуэлемент. Но его практическое использование ограничено из-за необходимости непрерывного насыщения водородом. Поэтому на практике используют обычно так называемые хлорсеребряные или другие полуэлементы.

Вспомогательный хлорсеребряный полуэлемент (электрод) — это толстостенный стеклянный корпус, внутри которого находится серебряный электрод, помещенный в 3,5 н раствор KCl, который содержит кристалл хлористого се-

ребра. От исследуемого раствора внутренняя часть электрода изолирована резиновыми мембранами, в пространстве между которыми находится также 3,5 н раствор KCl. Диффузионный потенциал на поверхности разделительной мембраны достигает 10 мВ. Общее сопротивление электрода не превышает 20 кОм.

Вспомогательный полуэлемент может быть размещен в исследуемом растворе или за его пределами, но в обоих случаях соединен с исследуемым раствором с помощью соответственно разделительной мембраны или электролитического ключа. На рис. 21.7, *а* вспомогательный полуэлемент помещен в исследуемый раствор и электрически соединен с ним с помощью электролитического ключа *5*. Эквивалентная электрическая схема такого гальванического преобразователя приведена на рис. 21.7, *б*. Здесь e_x и e_d — соответственно электродные потенциалы измерительного и вспомогательного полуэлементов, R_{ex} и R_{ed} — соответственно полные сопротивления измерительного и вспомогательного электродов; $R_к$ — сопротивление электролитического ключа.

Выходной величиной такого гальванического преобразователя будет разница электродных потенциалов

$$E = e_x - e_d = e_0 - e_d + e_{pH}\,pH = E_0 + e_{pH}\,pH.$$

Выбор системы электродов для первичного преобразователя pH-метра, их конструктивное оформление и технические характеристики определяются условиями эксплуатации, диапазоном измерения, необходимой точностью. Для промышленных pH-метров электродная система обеспечивается дополнительной защитной арматурой для защиты от механических воздействий и для крепления к исследуемому объекту.

Основными составляющими ***погрешности*** первичных преобразователей pH-метров являются щелочная, диффузионная и температурная погрешности.

Щелочная погрешность возникает в щелочных средах в связи с процессами ионного обмена щелочных элементов, то есть перехода щелочных ионов (натрия или лития) из мембранного стекла стеклянного электрода в исследуемый раствор. Щелочная погрешность снижает значение измеряемого pH и функционально зависит как от значения pH, так и от концентрации щелочных ионов (натрия или лития). Одним из основных способов уменьшения щелочной погрешности является разработка специального мембранного стекла. Нужно также отметить, что щелочная погрешность резко уменьшается с повышением температуры.

При измерении pH проточных растворов в результате образования диффузионного потенциала, который формируется на диафрагме электрода сравнения, возникает так называемая ***диффузионная погрешность***. При использовании в электроде сравнения концентрированных растворов электролитов с приблизительно одинаковой подвижностью анионов и катионов при исследовании достаточно разведенных растворов (с концентрацией меньше чем 0,1 моль/л) диффузионный потенциал не превышает ±(0,2...0,3) мВ. Для сильноконцентрированных растворов диффузионный потенциал может достигать до 10 мВ при полезной ЭДС в сотни милливольт. Для уменьшения диффузионных потенциалов вспомогательный электрод соединяют с исследуемым раствором с помощью электролитического ключа, заполненного насыщенным раствором KCl, на границах с которым диффузионные потенциалы не превышают 1...2 мВ.

Но наибольшей составляющей погрешности электродной системы pH-метра является ***температурная погрешность***, которая определяется зависимостью электродных потенциалов измерительного электрода при неизменном значении pH от температуры. От температуры зависит как составляющая $e_x = e_{\text{pH}}$ pH, так и составляющая e_0 (в результате и E_0), а результирующую ЭДС E_t гальванического преобразователя при температуре t можно записать в виде:

$$E_t = E_0(1 + \alpha_e \Delta_t) + e_{pH}(1 + \alpha_{pH} \Delta_t) pH,$$

где α_e и α_{pH} — температурные коэффициенты соответствующих электродных потенциалов, Δ_t — отклонение температуры от номинального значения.

При исследованиях растворов с высоким pH температурная погрешность может достигать 10 %, поэтому в средствах измерений pH необходимо предусмотреть компенсацию этой погрешности. Отметим одну особенность температурной зависимости ЭДС, заключающуюся в том, что при определенном значении pH для заданного преобразователя температурная погрешность отсутствует, то есть

$$E_1 = E_0(1 + \alpha_c \Delta_t) + e_{\text{pH}}(1 + \alpha_{\text{pH}} \Delta_t)\text{pH}_i = E_0 + e_{\text{pH}}\text{pH}_i$$

откуда

$$\text{pH}_i = -\frac{E_0 \alpha_e}{e_{\text{pH}} \alpha_{\text{pH}}}.$$

На рис. 21.8 приведены графики зависимости ЭДС гальванического преобразователя типа H.02 от pH при разных значениях температуры в виде семейства прямых (изотерм), которые пересекаются в одной, так называемой изопотенциальной, точке *H*. Координаты изопотенциальной точки (pH_i; E_i) зависят от характера электродов и обычно определяются экспериментально. Для гальванического преобразователя типа H.02 E_i = = –203 мВ, pH_i = 4,13 ед.

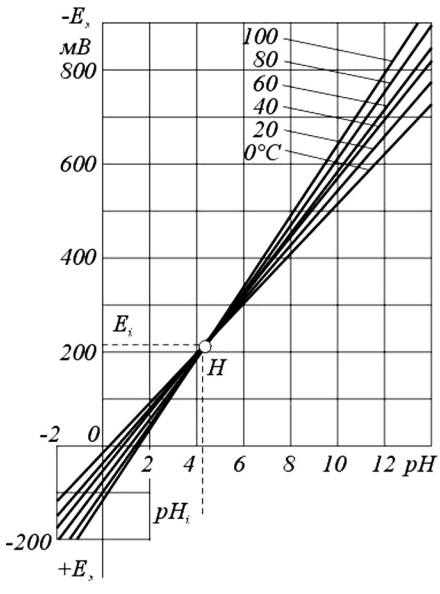


Рис. 21.8. Зависимость ЭДС гальванического преобразователя типа H.02 от pH и температуры

При создании pH-метров необходимо учитывать температурную зависимость электродных потенциалов (при неизменном pH) и предусмотреть температурную компенсацию. Как видно из последнего выражения для $E_t = f(\text{pH})$, такая компенсация (коррекция) возможна с помощью двух термозависимых сопротивлений.

Если же учесть вид зависимостей E_t = = $f(\text{pH})$ при разных значениях температуры (рис. 21.8) и принять за начало координат точку (E_i; pH_i) пересечения изотерм, то функция преобразования электродной системы примет вид:

$$E_x = E_i - e_{\text{pH}}(\text{pH} - \text{pH}_i),$$

а с учетом температурной зависимости:

$$E_{xt} = E_i - e_{\text{pH}}(\text{pH} - \text{pH}_i)(1 + \alpha_e \Delta_i).$$

Как следует из последнего выражения, температурную компенсацию можно в небольшом интервале изменения температур осуществить с помощью одного термозависимого сопротивления.

Принципиальная схема pH-метра уравновешивающего преобразования с автоматической коррекцией температурной зависимости и ручным введением поправок, которые отвечают значениям координат изопотенциальной точки, приведена на рис. 21.9.

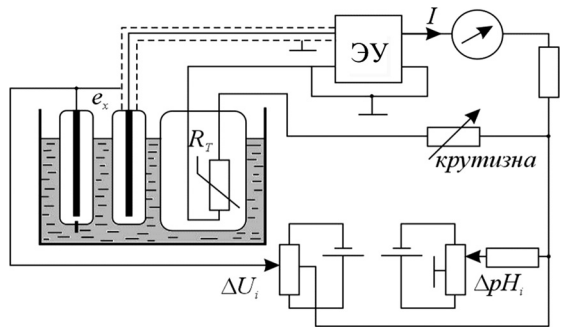


Рис. 21.9. Принципиальная схема pH-метра с коррекцией

ЭДС гальванического преобразователя поступает на вход усилителя, охваченного глубокой отрицательной обратной связью, и сравнивается с компенсирующим напряжением, значение которого определяется током I и параметрами корректирующих элементов цепи обратной связи. При достаточно большом коэффициенте усиления электронного усилителя значение выходного тока I будет пропорциональным ЭДС E_x, и следовательно, будет мерой измеряемого pH.

21.6. Иономеры

Ионометрия — это выборочное измерение концентрации ионов определенных электрохимических элементов в растворах. Аналогично, как и концентрацию ионов водорода, активную концентрацию ионов других химических элементов оценивают отрицательным логарифмом активности этих ионов, то есть показателем pM (здесь M — химический элемент, концентрацию ионов которого измеряют).

Развитие ионометрии привело к созданию нового вида электродных сенсоров — ионоселективных электродов (ИСЭ). И если начальный этап развития ионометрии был связан с интенсивным поиском новых электродных материалов и новых конструкций, то впоследствии основное внимание уделялось глубокому изучению ионной селективности, механизма электродных реакций, расширению практического использования ионных сенсоров, особенно в клинической практике и при исследовании окружающей среды.

Появление новых аналитических методов, основанных на использовании ИСЭ, объясняется широкими возможностями этих сенсоров при исследова-

нии активности ионов натрия, калия, кальция, фторид-, хлорид-, нитрат- и сульфидионов. ИСЭ могут использоваться при исследовании органических соединений, таких как амигдалин, холестерин, мочевина и др., а также при определении концентрации растворимых газов, например, аммиака, окислов азота, диоксида углерода.

Ионоселективный электрод — это электрохимический преобразователь, предназначенный для потенциометрического определения активности определенных ионов, в большинстве случаев в водных растворах, а в отдельных случаях и в неводных средах (в последнем случае есть необходимость введения так называемого индифферентного электролита).

Типичная электродная система иономера состоит из измерительного ИСЭ и электрода сравнения. На рис. 21.10 приведена электрическая цепь с ионоселективным измерительным электродом в паре с одним из обычных электродов сравнения. Это так называемая ***измерительная цепь с переносом***.

Измерительный ионоселективный электрод (***полуэлемент***) состоит из ионоселективной мембраны *1*, внутреннего контактного раствора *2* (или твердого контакта — полностью твердофазная конструкция) и внутреннего измерительного электрода *3*. Второй полуэлемент образован внешним электродом сравнения *4*, который погружен в стандартный электролит (солевой мостик) *5*, который контактирует с исследуемым раствором через диафрагму *6* (рис. 21.10).

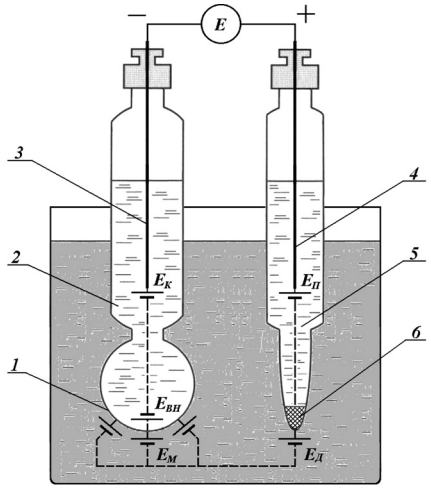


Рис. 21.10. Типичная электродная система ионометра

ИСЭ можно классифицировать согласно природе электродноактивного материала мембраны на такие типы:

- электроды с твердой мембраной, для изготовления которых используются кристаллические материалы;
- стеклянные мембранные электроды, изготовленные из литиевого, алюмосиликатного или многокомпонентного стекла;
- электроды на основе жидких ионообменников, мембрана которых состоит из несмешивающейся с водой органической фазы. Она содержит подвижные ионы или ионные соединения (щелочи, соли, гидрофобные кислоты);
- электроды с жидкими мембранами на основе нейтральных носителей. Мембрана является электронейтральным раствором специфических комплексообразующих реагентов (ионофоров), которые образуются в инертной полимерной матрице;
- ионоселективные полевые транзисторы, которые являются гибридными устройствами, содержащими ионоселективный электрод и полевой транзистор на основе системы металл — оксид металла [10, 12].

Как видно из рис. 21.10, электрическая цепь электродной системы состоит из нескольких самостоятельных ЭДС:

E_K — равновесный гальвано-потенциал на границе раздела фаз внутренний контактный раствор ионоселективного электрода — внутренний контактный электрод. Значение этого потенциала, которое определяется свойствами контактного раствора, можно считать постоянным;

$E_{ВН}$ — гальвано-потенциал на границе между внутренней поверхностью ионоселективной мембраны и контактным раствором. Значение этого потенциала тоже можно считать постоянным;

E_M — гальвано-потенциал на границе между внешней поверхностью ионоселективной мембраны и исследуемым раствором, который является функцией измеряемой величины (pM);

$E_П$ — гальвано-потенциал на границе электрода сравнения и солевого мостика, значение которого зависит от свойств этого солевого мостика и который также можно считать постоянным.

В случае измерительной цепи с переносом на границе диафрагма электрода сравнения — исследуемый раствор возникает диффузионный потенциал $E_Д$. Существование диффузионного потенциала приводит к некоторому смещению электродной функции ионоселективной мембраны. Однако, при определенных условиях, в частности, при незначительном измерительном токе ($\leqslant 10^{-12}$ A) им можно пренебречь. В связи с этим ко вторичным измерительным приборам для работы с ионоселективными электродами одним из основных требований является высокое входное сопротивление вторичного прибора ($> 10^{12}$ Ом).

Очевидно, что ЭДС электродной системы мономера

$$E = (E_K - E_{ВН} - E_П) + E_M - E_Д .$$

Существование так называемого диффузионного потенциала $E_Д$ приводит к определенному смещению электродной функции ионоселективной мембраны. В практике ионометрии выбирают такую комбинацию электродов, для которой $E_Д \approx 0$. Тогда

$$E = (E_K - E_{ВН} - E_П) + E_M = E_0 + E_M = E_0 + \frac{0{,}058}{n} \lg a_M .$$

Типовые кривые потенциал—концентрация для ионоселективных измерительных цепей приведены на рис. 21.11.

Иономеры полностью аналогичны pH-метрам с высокой разрешающей способностью. Приборы для измерений pH с аналоговой или цифровой индикацией с ценой деления 1 мВ/pH с успехом могут быть использованы и в pH-метрах и иономерах при наличии градуировочных диаграмм, которые получаются, используя растворы с известной концентрацией соответственных ионов.

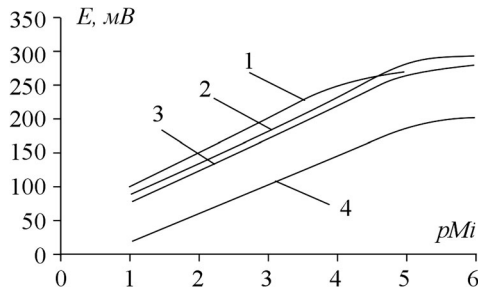


Рис. 21.11. Калибровочные графики для: *1* — натрий-; *2* — калий-; *3* — хлорид-; *4* — фторидселективных электродов американской фирмы Orion

21.7. Электрохимические полевые транзисторы

Такие датчики представляют собой полевой транзистор с изолированным затвором, на который наносится один или несколько слоев специальных покрытий [10, 12].

Один из слоев представляет электрохимический реагент, способный избирательно реагировать на определенное электрохимическое вещество, что приводит к изменению свойства затвора и, как следствие, проводимости между стоком и истоком.

Пример такого датчика показан на рис. 21.12.

По существу задача измерения заключается в измерении тока затвора при постоянном напряжении на затворе (21.13, *а*) или напряжении на затворе при постоянном токе стока (рис. 21.13, *б*).

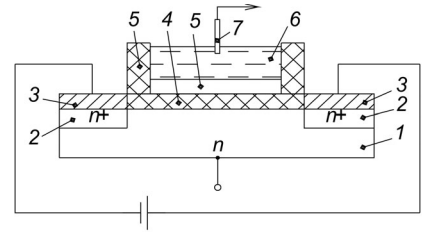


Рис. 21.12. Электрохимический полевой транзистор: *1* — кремниевая подложка; *2* — n^+ области; *3* — металлические электроды стока и истока; *4* — изолятор (SiO_2), *5* — электрохимически чувствительная мембрана; *6* — анализируемый раствор; *7* — электрод сравнения

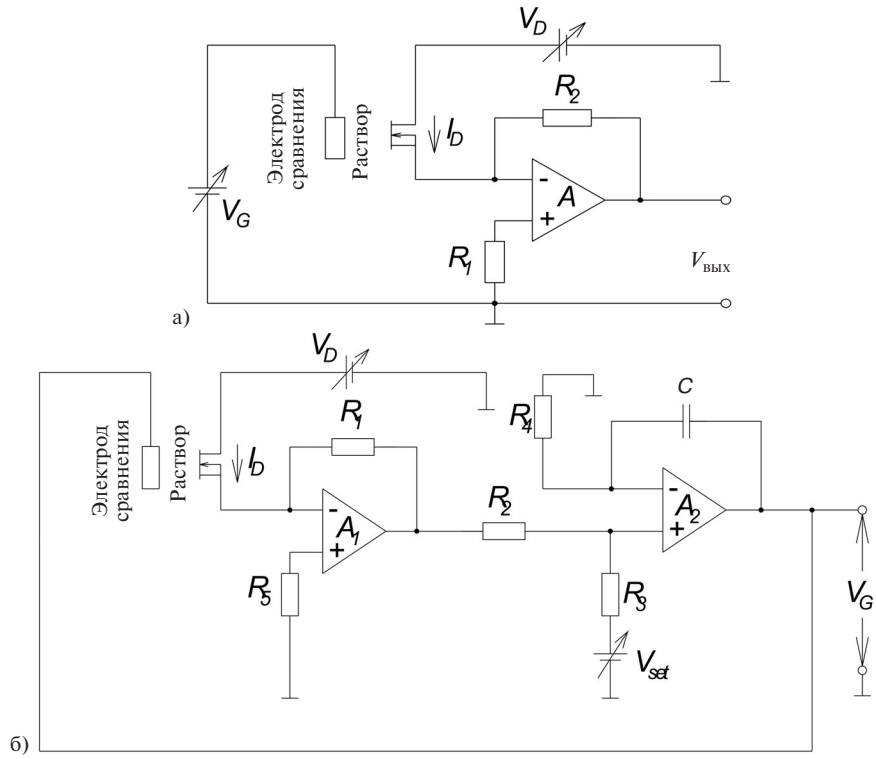


Рис. 21.13. Схемы включения электрохимического полевого транзистора

21.8. Модифицированные электроды

Для уменьшения габаритов датчика электроды можно изготовить методами микротехнологии или печатной технологии, нанесением их на полиэфирную подложку. В качестве рабочего электрода служат «чернила» на основе графитового порошка, в качестве электрода сравнения — чернила на основе серебра и хлорида серебра. В графитовые чернила часто добавляют модификаторы (золото, ртуть, хелатирующие агенты, фталоцианины, ферроцены, ферменты и др.) [12]. Пример такого электрода фирмы ExacTech для определения глюкозы показан на рис. 21.14.

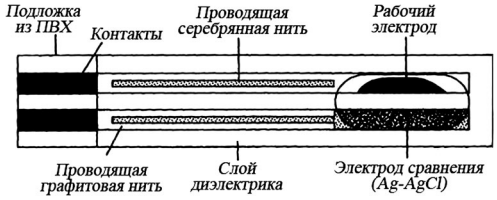


Рис. 21.14. Схема биосенсора ExacTech с одноразовым электродом

Тонкопленочные электроды используют при изготовлении интегрированных кремниевых плат для «умных» электрохимических сенсоров. В тонкослойных ячейках с тонкопленочными электродами происходит быстрое и полное окисление или восстановление электроактивных веществ в небольших объемах, что позволяет проводить экспресс-анализ концентрации этих веществ методом кулонометрии.

Тонкопленочные электроды используются в твердых газовых сенсорах. Так, тонкая пленка оксида цинка реагирует на углекислый газ при 400 °С. Адсорбция газа на поверхности пленки вызывает изменение ее проводимости, которое может быть измерено. Подобный сенсор может использоваться и для детекции некоторых углеводородов (например, толуола и пропана), а также паров этанола и диэтилового эфира, причем предел обнаружения составляет несколько частей на миллион (ч. н. млн). Сходным образом ведет себя и оксид олова. На рис. 21.15 показан газовый сенсор, содержащий пленку оксида олова с примесью палладия (толщиной 0,3 мкм). Пленка нанесена на тонкий кремниевый слой, находящийся в контакте с ферритовой подложкой. С обратной стороны подложки имеется толстый слой диоксида рутения, а по краям сенсора расположены золотые контакты. С помощью подобных сенсоров определяют монооксид углерода и этанол [12].

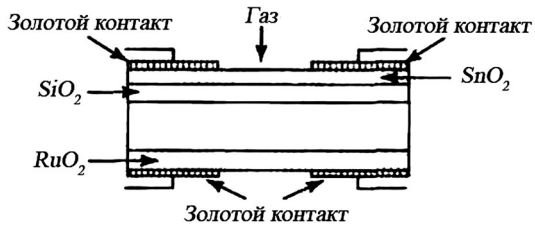


Рис. 21.15. Схема тонкопленочного газового сенсора на основе оксида олова

Литература

1. Агейкин Д.И. и др. Датчики контроля и регулирования. — М.: Машиностроение, 1965.
2. Байбаков Ф.Б., Шарапов В.М. Контроль примесей в сжатых газах. — М.: Химия, 1989.
3. Биосенсоры: Основы и приложения / Под ред. Тернера Э., Карубе И., Уилсона Дж. — М.: Мир, 1992.
4. Зимина Г., Лучинин В., Корляков А. Микроаналитическая лаборатория на чипе. — М.: Техносфера, 2006.
5. Иммуноферментный анализ / Под ред. Т.Т. Нго, Г. Ленхофф. — М.: Мир, 1992.
6. Лучинин В.В. Микросистемная техника: Направления и тенденции развития // Научное приборостроение. — 1999. Т. 9. — № 1.
7. Патент РФ RU 2222847. Наносенсорная система/В.А. Карасев, В.В. Лучинин.
8. Патент РФ RU 2229699. Аналитический капиллярный микрочип / Т.М.Зимина, М.Н. Полянский, В.В. Лучинин.
9. Полищук Е.С. Дорожовец М.М., Стадник Б.И., Ивахив О.В., Бойко Т.Г., Ковальчик А. Средства и методы измерений неэлектрических величин: Учебник / Под ред. проф. Е.С. Полищука — Львов: Бескид Бит, 2008. — 618 с. (на укр. яз.).
10. Фрайден Дж. Современные датчики. — М.: Техносфера, 2006.
11. Шведене Н.В. Селективные электроды на органические ионы // Соросовский образовательный журнал. — 2004, № 2.
12. Эггинс Б. Электрохимические и биологические сенсоры.— М.: Техносфера, 2005.— 336 с.
13. Zakrzewski Jan. Czujniki i przetworniki pomiarowe. Podręcznik problemowe. Gliwice. 2004.
14. Schaumburg H. Sensoren. Band 3. B.G. Teubner Stuttgart: 1992.
15. Schaumburg H. (Hrsg.) Sensoranwendungen. Band 8. B.G. Teubner Stuttgart: 1995.
16. Hoffman Jorg. Tashenbuch der Messtechnic. Leipzig: Fachbuchverlag: 2000.

ГЛАВА 22

РАСХОДОМЕРЫ И СЧЕТЧИКИ

22.1. Общие сведения

Расход — это количество вещества, протекающее через данное сечение в единицу времени.

Прибор, измеряющий расход вещества, называется расходомером, а массу или объем вещества — счетчиком количества или просто счетчиком (ГОСТ 15528-86). Прибор, который одновременно измеряет расход и количество вещества, называется расходомером со счетчиком. К этим терминам следует добавлять название измеряемого вещества, например: расходомер газа, счетчик воды, расходомер пара со счетчиком.

Устройство, непосредственно воспринимающее измеряемый расход (например, диафрагма, сопло, напорная трубка) и преобразующее его в другую величину (например, в перепад давления), которая удобна для измерения, называется преобразователем расхода.

Количество вещества измеряется или в единицах массы (килограммах, тоннах, граммах), или в единицах объема (кубических метрах и кубических сантиметрах). Соответственно расход измеряют в единицах массы, деленных на единицу времени (килограммах в секунду, килограммах в час и т.д.) или в единицах объема, также деленных на единицу времени (кубических метрах в секунду, кубических метрах в час и т.д.). В первом случае имеем массовый расход Q_M, во втором — объемный Q_0.

С помощью единиц объема можно правильно определять количество вещества (особенно газа), если известны его давление и температура. В связи с этим результаты измерения объемного расхода газа обычно приводят к стандартным (или, как их принято называть, нормальным) условиям, т.е. к температуре 293 К и давлению 101—325 Па. При этом у буквы, обозначающей объем или объемный расход, надо ставить индекс «п» (приведенный) или индекс «н» (нормальный). Применять же термин «нормальный кубический метр» не следует.

Имеются две группы требований. К первой группе относятся индивидуальные требования, предъявляемые к приборам для измерения расхода и количества: высокая точность, надежность, независимость результатов измерения от изменения плотности вещества, быстродействие и значительный диапазон измерения. Ко второй группе относятся требования, которые характеризуют всю группу расходомеров и счетчиков: необходимость измерения расхода и количества очень разнообразной номенклатуры вещества с отличающимися свойствами, различных значений расхода от очень малых до чрезвычайно больших и при различных давлениях.

Разновидности расходомеров и их преобразователей приведены в ГОСТ 15528-86.



Рис. 22.1. Классификация расходомеров и счетчиков

В данное главе рассмотрена лишь часть существующих типов расходомеров. С другими типами расходомеров (корреляционных, ионизационных и др.; двухфазных, трехфазных, многокомпонентных сред), а также с более подробным описанием и излагаемых ниже сведений о расходомерах можно ознакомиться по монографиям [1—15], указываемым в списке литературы в конце данной главы.

22.2. Расходомеры переменного перепада давления

Расходомеры переменного перепада давления основаны на зависимости от расхода перепада давления, создаваемого устройством, которое установлено в трубопроводе, или же самим элементом последнего [2, 13, 15].

В состав расходомера входят: преобразователь расхода, создающий перепад давления; дифференциальный манометр, измеряющий этот перепад и соединительные трубки между преобразователем и дифманометром. При необходимости передать показания расходомера на значительное расстояние к указанным трем элементам добавляются еще вторичный преобразователь, преобразующий перемещение подвижного элемента дифманометра в электрический, и пневматический сигнал, который по линии связи (проводам или трубкам) передается к вторичному измерительному прибору. Если первичный дифманометр (или вторичный измерительный прибор) имеет интегратор, то такой прибор измеряет не только расход, но и количество прошедшего вещества.

В зависимости от принципа действия преобразователя расхода данные расходомеры подразделяются на шесть самостоятельных групп, внутри которых имеются конструктивные разновидности преобразователей.

Расходомеры с сужающими устройствами — важнейшие среди расходомеров переменного перепада давления. Они уже давно нашли применение в качестве основных промышленных приборов для измерения расхода жидкости, газа и пара. Они основаны на зависимости от расхода перепада давления, создаваемого сужающим устройством, в результате которого происходит преобразование части потенциальной энергии потока в кинетическую. Имеется много разновидностей сужающих устройств. Так, на рис. 22.2, *а* и *б* показаны стандартные диафрагмы, на рис. 22.2, *в* — стандартное сопло, на рис. 22.2, *г, д, е* — диафрагмы для измерения загрязненных веществ — сегментная, эксцентричная и кольцевая. На следующих семи позициях рис. 22 показаны сужающие устройства, применяемые при малых числах Рейнольдса (для веществ с большой вязкостью); так, на рис. 22.2, *ж, з, и* изображены диафрагмы — двойная, с входным конусом, с двойным конусом, а на рис. 22.2, *к, л, м, н* — сопла: полкруга, четверть круга, комбинированное и цилиндрическое. На рис. 22.2, *о* изображена диафрагма с переменной площадью отверстия, автоматически компенсирующая влияние изменения давления и температуры вещества. На рис. 22.2, *п, р, с, т* приведены расходомерные трубы — труба Вентури, сопло Вентури, труба Далла и сопло Вентури с двойным сужением. Для них характерна очень малая потеря давления.

Расходомеры с гидравлическим сопротивлением основаны на зависимости от расхода перепада давления, создаваемого гидравлическим сопротивлением. Режим потока в таком сопротивлении стремятся создать ламинарным с той целью, чтобы перепад давления был бы пропорционален расходу. Применяются подобные расходомеры преимущественно для измерения малых расходов, когда сопротивлением является одна или несколько капиллярных трубок (рис. 22.2, *у*). Для больших расходов применяют иногда сопротивления с шариковой (рис. 22.2, *ф*) или другой набивкой.

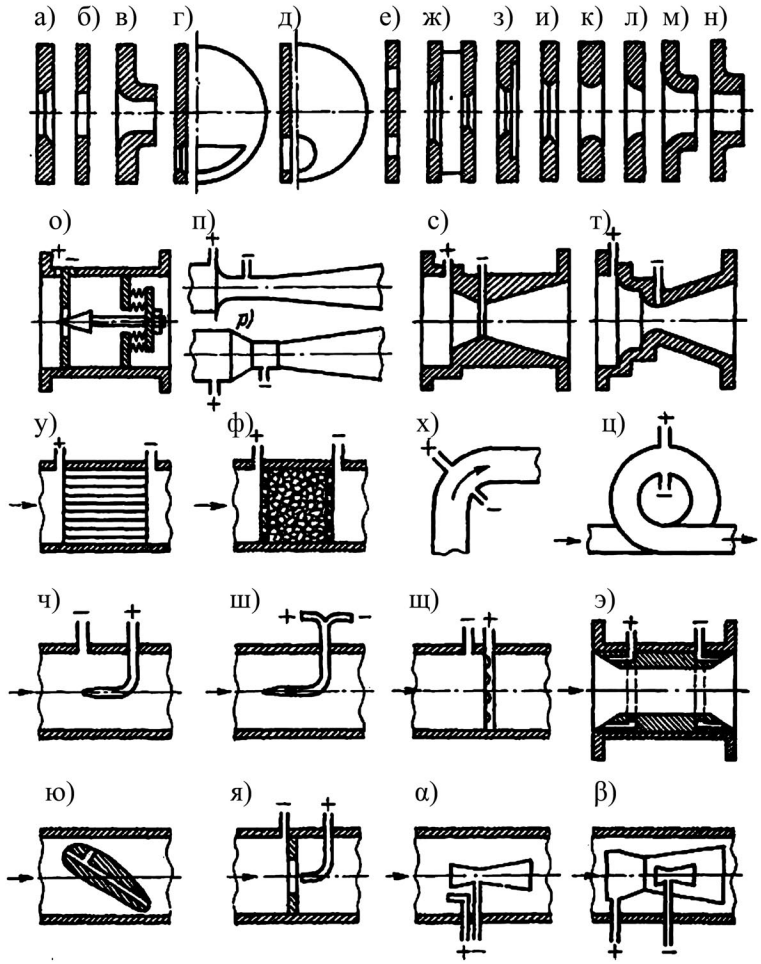


Рис. 22.2. Первичные преобразователи расходомеров переменного перепада давления

Центробежные расходомеры созданы на основе зависимости от расхода перепада давления, образующегося в закруглении трубопровода в результате действия центробежной силы в потоке. В качестве преобразователей применяется колено (рис. 22.2, *х*) или (значительно реже) кольцевой участок трубы (рис. 22.2, *ц*). Чаще всего они служат для измерения расхода воды и реже — газа.

Расходомеры с напорным устройством, в котором создается перепад давления в зависимости от расхода в результате местного перехода кинетической энергии струи в потенциальную. На рис. 22.2, *ч* показан преобразователь, состоящий из трубки Пито и трубки для отбора статического давления, а на рис. 22.2, *ш* — преобразователь с дифференциальной трубкой Пито, в которой имеются отверстия для отбора полного и статического давлений. Кроме этих преобразователей, служащих для измерения местной скорости, встречаются преобразователи с осредняющими (или интегрирующими) напорными трубками. Обычно усред-

нение полного давления ведется по диаметру (рис. 22.2, *щ)* или по радиусу, а при сильно деформированных потоках — по двум перпендикулярным диаметрам. В соответствующих трубках имеется ряд отверстий для приема полного давления. Использование осредняющих напорных трубок особенно целесообразно для измерения расхода воды и газа в трубопроводах большого диаметра. Кроме того, предложены кольцевая вставка (рис. 22.2, *э)* для усреднения давления по кольцевой площади и напорное поворотное крыло с двумя отверстиями (рис. 22.2, *ю),* ориентированными различным образом к потоку.

Расходомеры с напорным усилителем имеют преобразователь расхода, в котором сочетаются напорное и сужающее устройство. Перепад давления в них создается как в результате местного перехода кинетической энергии струи в потенциальную, так и частичного перехода потенциальной энергии в кинетическую. Соответствующие преобразователи показаны на рис. 22.2, *я* (сочетание диафрагмы и трубки Пито), на рис. 22.2, α (комбинация трубок Пито и Вентури) и на рис. 22.2, β (сдвоенная трубка Вентури).

Напорные усилители применяются в основном при небольших скоростях газовых потоков, когда перепад давления, создаваемый напорными трубками, не достаточен.

Расходомеры ударно-струйные основаны на зависимости от расхода перепада давления, возникающего при ударе струи. Струя, вытекающая из суженного отверстия входной трубки, создает давление во внутренней полости сильфона, снаружи которого действует меньшее давление, равное давлению уходящей жидкости в выходной трубке. Ударно-струйные расходомеры применяются лишь для измерения малых расходов жидкости и газа.

Зависимость между расходом и перепадом давления у сужающего устройства

На рис. 22.3 схематически изображено движение потока жидкости или газа через отверстие диафрагмы — наиболее распространенной разновидности сужающего устройства. Диафрагма — тонкий диск с круглым отверстием диаметром *d,* ось диска должна как можно точнее совпадать с осью трубопровода. Через *A-A* обозначено сечение, от которого начинается сужение струи и, следовательно, постепенное возрастание средней скорости υ_a потока. Максимального значения υ_b эта скорость достигает в месте наибольшего сжатия струи в сечении *B-B,* которое расположено после диафрагмы на расстоянии, зависящем от отношения *d/D* и приблизительно равном 0,5*D*, где *D* — диаметр трубы. Возрастание средней скорости от υ_a до υ_b, а, следовательно, и соответствующей кинетической энергии происходит за счет уменьшения начального давления p_a до давления p_b в горле (наименьшем сечении) струи. Это падение давления показано на рис. 22.3 штрихпунктирной кривой. После сечения *B-B* струя постепенно расширяется и в сечении *C-C* вновь достигает стенок трубы. При этом скорость потока будет уменьшаться, а давление возрастать.

Если измеряемое вещество — жидкость, плотность которой ρ практически не зависит от давления, то в сечении *C-C* скорость υ_c станет равной начальной скорости υ_a, но давление p_0 будет меньше начального p_a вследствие потери энергии при прохождении жидкости через сужающее устройство. Основная часть этой потери давления происходит в мертвых зонах за диафрагмой. Струя, текущая с большой скоростью, увлекает с собой прилегающие частицы из этих зон и создает некоторое падение давления в них, что вызывает частич-

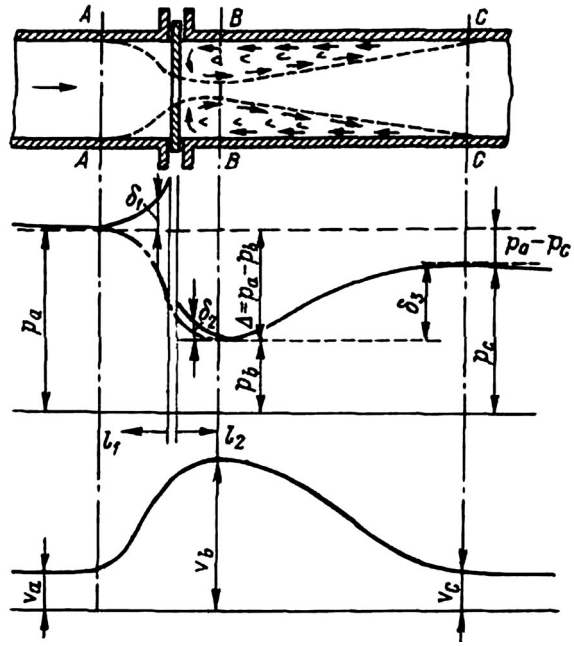


Рис. 22.3. Изменение давления p и средней скорости υ потока при прохождении через диафрагму

ное движение жидкости вдоль стенок от сечения *C-C* к сечению *B-B*. В результате в мертвых зонах возникает сильное вихреобразование и происходит потеря потенциальной энергии. Остаточная потеря давления $(p_a - p_c)$ у диафрагм составляет от 40 до 90% от перепада давления $(p_a - p_b)$, возрастая с уменьшением относительного диаметра диафрагмы $P = d/D$. Потеря же давления от трения и ударов в самой диафрагме составляет не более 2% от $(p_a - p_b)$.

Совместное решение уравнения, выражающего закон сохранения энергии,

$$\int \upsilon d\upsilon = -\int dp / \rho \tag{22.1}$$

и уравнение неразрывности струи

$$Q_м = \rho Q_o = \rho \upsilon F = \text{const} \tag{22.2}$$

дает возможность получить зависимость между массовым $Q_м$ или объемным Q_0 расходом и перепадом давления $(p_a - p_b)$ между сечениями *A-A* и *B-B* или перепадом давления $(p_1 - p_2)$ между какими-либо другими сечениями, находящимися с разных сторон от диафрагмы.

$$Q_м = \alpha F_o \sqrt{2\rho(p_1 - p_2)}, \tag{22.3}$$

$$Q_o = \alpha F_o \sqrt{2(p_1 - p_2)/\rho}, \tag{22.4}$$

где

$$\alpha = \mu\sqrt{\psi} / \sqrt{\xi + k_b - k_a \mu^2 m^2}. \tag{22.5}$$

Величина α называется коэффициентом расхода сужающего устройства.

Формулы расхода (22.3) и (22.4) справедливы для жидкостей. При измерении расхода газа или пара эти формулы умножают на поправочный множитель ε, который учитывает уменьшение плотности вещества при прохождении его через сужающее устройство.

Тогда (в общем случае) уравнения массового расхода $Q_м$ (кг/с) и объемного расхода Q_0 (м^3/с) принимают вид:

$$Q_м = \alpha\varepsilon F_o\sqrt{2\rho(p_1 - p_2)}, \tag{22.6}$$

$$Q_o = \alpha\varepsilon F_o\sqrt{2(p_1 - p_2)/\rho}. \tag{22.7}$$

При ε = 1 из этих уравнений (как частный случай) получаются уравнения (22.3) и (22.4).

Таким образом, между расходом ($Q_м$ или Q_0) и перепадом давления Δp имеется квадратичная зависимость. Это существенный недостаток, потому что его следствие — очень малый диапазон измерения расходомера (Q_{max}/Q_{min} = 1/3 ÷ ÷ 1/4). Так, при расходе Q = 0,25 Q_{max} измеряемый перепад составляет лишь 6,25 % от Δp_{max}. В связи с этим точность расходомерного дифманометра обычно гарантируется только в пределах от 30 до 100 % от Q_{max}. Это вызывает осложнения при измерении расходов, изменяющихся в широких пределах.

Различные конструкции стандартных диафрагм и сопел описаны в ИСО 5167, а также в Правилах РД50-213-80.

Сужающие устройства для малых чисел Рейнольдса

Стандартные диафрагмы и сопла не применяются для небольших чисел Re, потому что в области этих чисел их коэффициент расхода *a* сильно зависит от числа Re. Для диафрагм эта область в зависимости от *m* простирается вплоть до Re = $10^4 \div 2{,}6\cdot10^5$, а у сопел — до $6\cdot10^4 \div 2\cdot10^5$. Однако вязкие вещества (в том числе и нефтепродукты) имеют числа Re порядка $10^2 \div 10^4$.

На рис. 22.4 показано, что в области *2* при малых числах Re коэффициент истечения *C* и коэффициент расхода *a* у диафрагм увеличиваются с уменьшением Re, а у сопел, наоборот, уменьшаются. В связи с этим сужающие устройства, которые могли бы сохранять постоянство *a* в этой области чисел, должны иметь промежуточные свойства между стандартными диафрагмами и соплами. Входная часть у них должна быть менее плавной, чем у сопел, но более плавной, чем у диафрагм.

Дополнительное сужение струи у них должно быть меньше, а, следовательно, коэффициенты сужения μ и расхода α больше, чем у стандартной диафрагмы.

Несмотря на отмеченные трудности в 1984 г. вышли методические указания РД 50-411-83, нормирующие применение двойной диафрагмы, диафрагмы с входным конусом, цилиндрического сопла и сопла четверть круга.

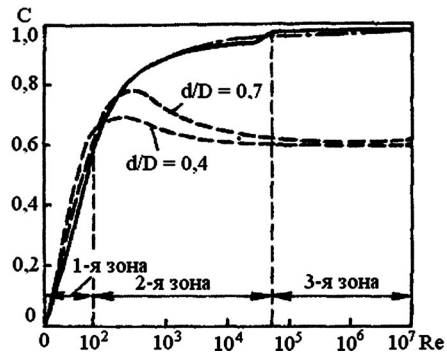


Рис. 22.4. Зависимость коэффициента истечения *C* от числа Re

Двойная диафрагма

Промежуточные свойства между нормальными диафрагмой и соплом могут быть получены с помощью двойной диафрагмы в виде сужающего устройства, состоящего из двух стандартных дисковых диафрагм, расположенных на расстоянии $a = (0{,}3 \div 0{,}5)D$ друг от друга (рис. 22.5). Давление p_1 отбирается у передней плоскости первой вспомогательной диафрагмы, имеющей диаметр отверстия d_1, а давление p_2 — у задней плоскости второй основной диафрагмы, диаметр отверстия которой d. Диаметр d_1 всегда больше, чем d. Двойная диафрагма по своим свойствам — промежуточная между диафрагмой и стандартным соплом, так как вспомогательная диафрагма при правильно выбранном расстоянии облегчает вход потока в отверстие основной диафрагмы. В связи с этим потеря давления в ней меньше, чем у стандартной диафрагмы, но больше, чем у стандартного сопла, а значение коэффициента расхода α меньше, чем у сопла, но больше, чем у диафрагмы.

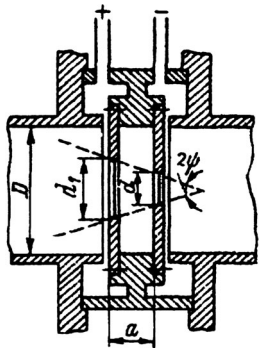


Рис. 22.5. Двойная диафрагма

Преобразователи расхода — гидравлические сопротивления

Любое гидравлическое сопротивление, у которого известна зависимость потери давления от расхода, может быть преобразователем расхода. Но применяются, главным образом, лишь сопротивления, работающие в ламинарном режиме, чтобы получить линейную (или близкую к ней) зависимость между расходом Q и перепадом давления Δp. Основное такое сопротивление — капиллярная трубка, диаметр которой определяется уравнением $d \geqslant 0{,}554Q_{max}/\upsilon$ *(d,* мм; Q_{max}, м^3/с; υ, м/с), полученным при $\mathrm{Re} \leqslant 2300$.

В связи с этим применяются преобразователи, состоящие из пакета капиллярных трубок, которые включены параллельно. Таким способом измеряют расходы жидкости вплоть до 2000 кг/ч. Так, для измерения расхода масла до 1000 кг/ч был применен пакет из 963 трубок диаметром 0,48 мм и длиною 150 мм.

Наряду с капиллярными трубками применяются преобразователи, сопротивление в которых создается пористой набивкой из тонкой медной стружки, из стеклянных или бронзовых пористых перегородок, а также из металлических или стеклянных шариков, расположенных между двумя металлическими сетками. С помощью пористых перегородок из стекла измерялись расходы жидкости в пределах 0,8—100 см^3/с, а из бронзы — в пределах 15—450 см^3/с. При размерах пор более 250 мкм линейная зависимость между расходом и перепадом давления нарушается.

Центробежные преобразователи расхода

На закругленных участках трубопровода, например, коленах, под влиянием центробежной силы возникает перепад давления, зависящий от расхода (рис. 22.6). На этом основана работа центробежных преобразователей расхода.

Принимая среднюю скорость в сечении равной скорости υ_0 в центре, получим уравнение расхода

$$Q_o = \alpha_k \frac{\pi D^2}{4} \sqrt{\frac{R_0}{D}} \sqrt{\frac{p_1 - p_2}{\rho}}, \quad (22.8)$$

где α_k — коэффициент расхода, учитывающий расположение мест отбора давлений p_1 и p_2, шероховатость трубы и возможные отклонения действительного распределения скоростей от принятого закона. При измерении расхода газа это уравнение должно быть дополнено множителем ε.

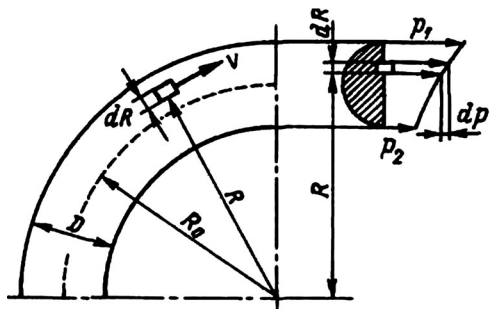


Рис. 22.6. Схема колена трубы и распределения давлений в его поперечном сечении

Преобразователи расхода — напорные устройства

Напорные устройства создают перепад давления, зависящий от динамического давления потока. Они преобразуют кинетическую энергию потока в потенциальную. К этим устройствам относятся напорные: трубки, усреднители, крылья и усилители. Только напорные усреднители образуют перепад давления в зависимости от расхода, а остальные устройства — в зависимости от скорости, существующей в месте их установки. Тем не менее, с помощью напорных трубок можно определять расход жидкостей и газов.

Напорные трубки. Классический пример напорного устройства — трубка Г-образной формы с отверстием, направленным навстречу потоку, которая называется трубкой Пито по имени французского ученого, применившего ее для измерения скорости течения реки. Такая трубка воспринимает полное давление, которое равно сумме динамического $p_д = \rho\upsilon^2/2$ и статического $p_с$ давлений потока. Чтобы с помощью такой трубки измерить скорость υ в трубопроводе, необходимо кроме трубки Пито иметь еще трубку для отбора только статического давления p_c. Тогда дифманометр, который измеряет разность давлений $\Delta p = p_п - p_с = p_д$, будет служить для определения скорости по формуле

$$\upsilon = k_{сж} k_Т \sqrt{2\Delta p / \rho}, \quad (22.9)$$

где $k_Т$ — коэффициент трубки; $k_{сж}$ — коэффициент, учитывающий сжимаемость газа, определяемый уравнением

$$k_{сж} = [1 + Ma^2 / 4 + (2 - \aleph) Ma^2 / 24 + \ldots]^{-1}, \quad (22.10)$$

где $\aleph$ — показатель адиабаты газа; Ma — число Маха.

Для жидкости коэффициент $k_{сж} = 1$. Для воздуха при нормальных условиях эта поправка составляет около 0,5 % при $\upsilon = 70$ м/с.

В большинстве случаев трубки для отбора полного и статического давлений конструктивно объединяют. Подобное устройство наиболее правильно называть дифференциальной трубкой Пито. Для таких трубок, изготовленных в соответствии со стандартами ИСО 3354-75, ИСО 3966-77, ГОСТ 8.361-79 и ГОСТ 8.439-81, коэффициент $k_Т = 1 \pm 0{,}0025$. Разновидности подобных трубок показаны на рис. 22.7. Каждая из них состоит из двух трубок, одна из которых расположена концентрично внутри другой.

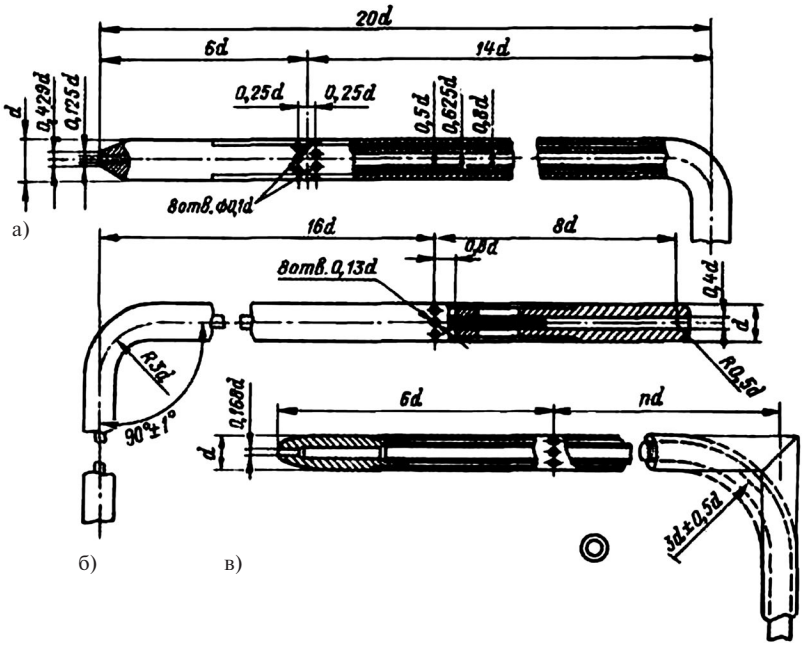


Рис. 22.7. Дифференциальные трубки Пито с концами: а — коническим; б — полусферическим; в — полуэллипсоидальным

22.3. Дифференциальные манометры

Дифференциальные манометры (или сокращенно дифманометры) измеряют перепад давления, создаваемый сужающим устройством или другим преобразователем расхода [2, 13]. Они различаются по принципу действия, пределам измерений и характеру отсчетного устройства (показывающие, самопишущие, интегрирующие и т.п.). Кроме того, многие дифманометры оборудуются электрическими или пневматическими преобразователями перемещения чувствительного элемента прибора в сигнал, поступающий на вторичный измерительный прибор. При этом дифманометр может иметь или не иметь отсчетное устройство (т.е. быть бесшкальным). В последнем случае он по существу представляет собой двухступенчатый преобразователь перепада давления.

Предельные перепады давления дифманометров должны выбираться (согласно ГОСТ 18140-84) из ряда 10; 16; 25; 40; 63; 100; 250; 400; 630 Па; 1; 1,6; 2,5; 4; 6,3; 10; 16; 25; 40; 63; 100; 160; 250; 400; 630 кПа; 1; 1,6; 2,5; 4; 6,3 МПа.

По принципу действия дифманометры могут быть жидкостными или деформационными.

Двухтрубные дифманометры

Простейший представитель жидкостных дифманометров с видимым уровнем — это стеклянная U-образная трубка, заполненная до середины манометрической жидкостью и снабженная шкалой. Но она применима лишь при очень небольших давлениях измеряемой среды. Чтобы сделать ее при-

годной для измерения значительных давлений, надо взять две толстостенные стеклянные трубки и укрепить их в металлических блоках.

Однотрубные дифманометры

При отсчете двух уровней в двухтрубном дифманометре удваивается погрешность от неточности отсчета и удлиняется процесс измерения. Последнее обстоятельство существенно при измерении быстро меняющихся расходов. Этих недостатков нет у однотрубного дифманометра, в котором плюсовая трубка заменена сосудом большого диаметра и отсчет производится только по уровню в одной трубке (рис. 22.8).

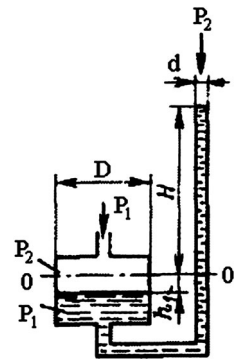


Рис. 22.8. Схема однотрубного дифманометра: *O-O* — нулевой уровень манометрической жидкости: *D* и *d* — диаметр широкого сосуда и трубки соответственно

22.4. Поплавковые дифманометры

Общая характеристика

Поплавковыми называются жидкостные дифманометры с неподвижными коленами, у которых измеряемый перепад давления уравновешивается столбом манометрической жидкости, а измеряется перемещением поплавка, находящегося в одном из колен дифманометра (рис. 22.9).

Обозначив через H ход поплавка, который равен перемещению уровня жидкости в поплавковом сосуде, через D и d — диаметры поплавкового и непоплавкового сосудов соответственно, получим уравнение измерения поплавкового дифманометра с цилиндрическими коленами (g — ускорение свободного падения).

$$p_1 - p_2 = Hg(\rho_1 - \rho_2)(1 + D^2 / d^2). \quad (22.11)$$

В течение многих лет основными выпускаемыми дифманометрами были именно поплавковые, отличающиеся надежностью в работе и стабильностью показаний.

Подобные же преимущества имеют и электромагнитные методы передачи хода поплавка.

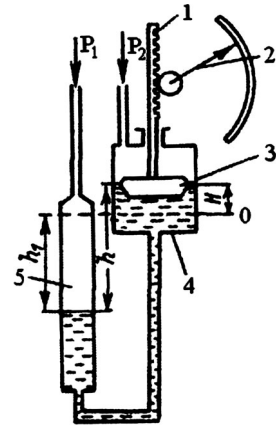


Рис. 22.9. Схема поплавкового дифманометра с цилиндрическими коленами: *1* — механизм, передающий движение от поплавка *3* к стрелке прибора *2; 4* — минусовый поплавковый сосуд; *5* — плюсовой сосуд

22.5. Колокольные дифманометры

Общая характеристика

Колокольный дифманометр состоит из одного колокола (реже двух, подвешенных на коромысле), частично погруженного в жидкость и перемещающегося под влиянием измеряемой разности давлений. Давление p_1 подается обычно внутрь колокола, а давление p_2 — снаружи, но встречается и обратная подача давлений. При двух колоколах давление p_1 подается под один колокол, а давление p_2 — под другой.

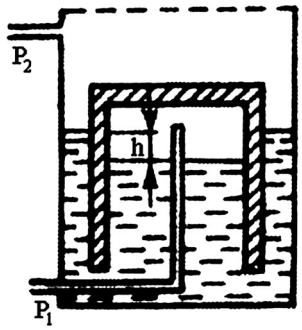


Рис. 22.10. Колокольный дифманометр

В зависимости от характера противодействующей силы колокольные дифманометры могут быть с гидравлическим, пружинным или грузовым уравновешиванием.

Дифманометр с гидравлическим уравновешиванием показан на рис. 22.10. В нем уравновешивание измеряемого перепада давления достигается за счет уменьшения гидростатического давления жидкости на колокол при его подъеме. Для этого дифманометр должен иметь толстые стенки, а иногда и плунжер посредине, чтобы обеспечить большую площадь поперечного сечения частей, погружаемых в жидкость.

22.6. Деформационные дифманометры

Общая характеристика

Деформационными называются дифманометры, у которых измеряемый перепад давления воспринимается чувствительным элементом (одна или несколько упругих или вялых мембран или сильфонов), уравновешивается упругими силами либо самого элемента при его деформации, либо же дополнительными (чаще всего винтовыми) пружинами и измеряется по величине деформации этого элемента.

Деформационные дифманометры появились позже жидкостных. Их распространение вначале сдерживалось несовершенством упругих свойств мембран и сильфонов и недостаточной надежностью устройств, предохраняющих их от перегрузки.

Мембранные дифманометры типа ДМ

Среди всех разновидностей дифманометров особенно широкое применение в промышленности получили бесшкальные мембранные дифманометры типа ДМ с дифференциально-трансформаторной передачей показаний.

На рис. 22.11 показано устройство дифманометра типа ДМ. Чувствительный элемент дифманометра — мембранный блок, состоящий из двух (иногда четырех) мембранных коробок *4* и *7*, которые ввернуты своими основаниями в перегородку *6*. Внутренние полости мембранных коробок, сообщающиеся

между собою, заполняются через ниппель *20* водным раствором этиленгликоля и после этого ниппель заваривается. Перегородка *6* вместе с двумя крышками *3* и *19,* между которыми она зажимается с помощью муфты *5*, образует две полости — нижнюю и верхнюю. В первую подается давление p_1 через штуцер *2,* а во вторую — давление p_2 через штуцер *21.* Под воздействием перепада давления нижняя мембранная коробка сжимается и часть жидкости перетекает в верхнюю коробку, вызывая перемещение верхней мембраны и соединенного с ней сердечника *11*, который движется внутри диамагнитной разделительной трубки *18.* Снаружи последней находится катушка *17* преобразователя, укрепленная на траверсе *10*, которая защищена от случайных ударов щитками *8.*

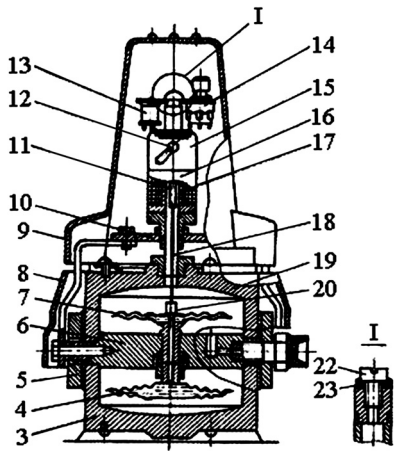


Рис. 22.11. Мембранный дифманометр типа ДМ

Катушка *17* защищена экраном, состоящим из неподвижного корпуса *16* и подвижного колпачка *15*, перемещением которого достигается минимальная нелинейность выходной характеристики, после чего колпачок фиксируется винтами *12.* На колпачке сверху укреплены переменное *14* и постоянное *13* сопротивления делителя, обеспечивающего получение стандартного выходного сигнала. Сверху катушка *17* с сопротивлениями закрыта колпачком *9*, на котором крепится штепсельный разъем. Дифманометр снабжен уравнительным клапаном *24*, клапаном *1* и верхним отверстием у разделительной трубки (закрытым пробкой *22* с резиновым уплотнительным кольцом *23*), служащим для выпуска воздуха при заполнении дифманометра жидкостью.

В дифманометрах типа «Сапфир», появившихся позднее мембранных дифманометров ДМ и ДМЭР и очень сильно от них отличающихся, чувствительный элемент — не гофрированная, а плоская дисковая мембрана малого диаметра. Ее деформация преобразуется в стандартный токовый сигнал 0—5 мА с помощью тензорезисторов. Дифманометры «Сапфир» характеризуются высокой точностью и малыми габаритными размерами. Описание других типов дифманометров можно найти в [1].

22.7. Расходомеры переменного уровня

Расходомерами переменного уровня называются приборы, основанные на зависимости между расходом и высотой уровня в сосуде, в который жидкость непрерывно поступает и из которого она вытекает через отверстие в дне или в боковой стенке [13]. Преобразователь расхода в этих расходомерах — сосуд с отверстием истечения. Уровень в нем измеряется непосредственно или косвенным путем. Они применяются не только для измерения расхода жидкостей, вытекающих из трубопровода в открытые емкости, но и в емкости, нахо-

дящиеся под давлением. В первом случае преобразователь расхода — открытый, во втором — закрытый.

Расходомеры могут быть с полностью или с частично затопленным отверстием истечения. У первых это отверстие делается круглым и располагается в дне или иногда внизу боковой стенки сосуда.

22.8. Расходомеры обтекания

Расходомерами обтекания называются приборы, чувствительный элемент которых воспринимает динамическое давление потока и перемещается под его воздействием, причем величина перемещения зависит от расхода [13]. У большинства расходомеров обтекаемое тело (поплавок, диск, поршень) перемещается прямолинейно, обычно вдоль своей вертикальной оси. Но имеется группа приборов, у которых обтекаемое тело (лопасть, диск) поворачивается вокруг оси подвеса. Расходомеры обтекания состоят из следующих трех групп.

1) расходомеры постоянного перепада давления, у которых обтекаемое тело перемещается вертикально, а противодействующая сила создается весом тела;
2) расходомеры с изменяющимся перепадом давления, в которых в большинстве случаев имеется противодействующая пружина и помимо вертикальной может быть и другая траектория перемещения обтекаемого тела;
3) расходомеры с поворотной лопастью. Противодействующая сила в них создается не только весом тела, но во многих случаях еще и пружиной. Кроме того, имеются компенсационные расходомеры с поворотной лопастью, в которых противодействующая сила создается посторонним источником энергии.

Расходомеры постоянного перепада давления

Расходомеры постоянного перепада давления подразделяются на ротаметры, поплавковые и поршневые (или, точнее, золотниковые). Эти приборы (особенно ротаметры) наиболее широко применяются по сравнению с другими расходомерами обтекания.

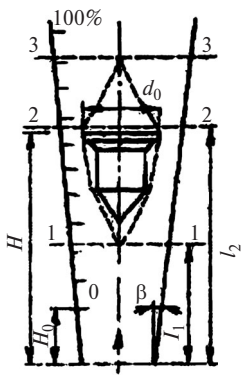


Рис. 22.12. Схема ротаметра

Ротаметры

Ротаметр состоит из конической (обычно стеклянной) трубки, расходящейся вверх, внутри которой перемещается поплавок (рис. 22.12). Шкала наносится непосредственно на стеклянную трубку. Длина последней обычно находится в пределах от 70 до 600 мм, а диаметр от 1,5 до 100 мм.

В ротаметре (рис. 22.12) (так же, как и в преобразователе расхода с сужающим устройством) можно выделить три сечения: *1-1*, где начинает сказываться возмущающее действие поплавка на поток; *2-2* — узкое кольцевое сечение потока, где

имеется максимальная скорость; *3-3*, в котором кончается возмущающее действие поплавка на поток.

На поплавок снизу действуют три силы: разность статических давлений на носовую и кормовую поверхности поплавка, возникающая вследствие перехода части потенциальной энергии в скорость $\overline{\upsilon}_K$ в узком сечении *2-2*; эта разность равна $(p_1 - p_2)\,f$, где f — площадь наибольшего поперечного сечения поплавка; динамическое давление W потока, определяемое по формуле

$$W = c\rho\upsilon^2 f / 2, \tag{22.12}$$

где c — коэффициент сопротивления поплавка; ρ и υ — плотность и характерная скорость потока соответственно; сила трения N потока о поверхность поплавка.

Сумма этих трех сил уравновешивается весом G поплавка

$$G = Vg\rho_{\text{п}}, \tag{22.13}$$

где V и $\rho_{\text{п}}$ — объем и плотность материала поплавка (сплошного).

Из уравнения равновесия следует, что

$$p_1 - p_2 = (G - W - N) / f. \tag{22.14}$$

Если пренебречь силами W и N, то получаем, что $p_1 - p_2 = G/f = \text{const}$. Это послужило основанием считать ротаметр расходомером постоянного перепада давления.

Поплавки и трубки ротаметров. Основные элементы ротаметра — коническая трубка и поплавок — образуют его проточную часть. Формы поплавка могут быть весьма разнообразны. Классическая его форма показана на рис. 22.13.

Серийно выпускаются ротаметры со стеклянной конической трубкой по ГОСТ 13045-81. В зависимости от пределов измерения поплавки изготовляются из стали 12Х18 Н9Т, анодированного дюралюминия, эбонита или титана. Каждый ротаметр двукратно градуируется на отметках шкалы: 0, 20, 40, 60, 80, 100.

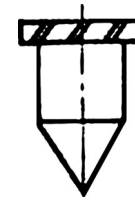


Рис. 22.13. Поплавок ротаметра

22.9. Тахометрические расходомеры

Тахометрическими называются расходомеры и счетчики, имеющие подвижной, обычно вращающийся элемент, скорость движения которого пропорциональна объемному расходу [13]. Они подразделяются на турбинные, шариковые, роторно-шаровые и камерные.

Измеряя скорость движения подвижного элемента, получаем расходомер, а измеряя общее число его оборотов (или ходов) — счетчик количества (объем или массу) прошедшего вещества.

Турбинные тахометрические расходомеры и счетчики количества могут изготовляться для труб диаметром от 4 мм до 750 мм, для давлений до 250 МПа и температур от –240 °С до +700 °С. У нас турбинные приборы применяются преимущественно для измерения расхода и количества воды, различных неф-

тепродуктов и других жидкостей. Основной недостаток турбинных расходомеров — изнашивание опор, и поэтому они непригодны для веществ, содержащих механические примеси.

Разновидности турбинных преобразователей

Аксиальные турбинки имеют винтовые лопасти с переменным по высоте углом подъема винтовой линии. Попытка применения плоских лопастей при измерении расхода вязких сред привела к ухудшению линейной характеристики. Но при измерении расхода газа и жидкостей с малой вязкостью их применение целесообразно. Схема аксиальной турбинки для труб небольшого диаметра показана на рис. 22.14. Непосредственно на ступице установлены несколько лопастей, которые реализуют значительную часть винтовой линии. Ось турбинки вращается в подшипниках скольжения. В турбинках средних размеров применяют как подшипники скольжения, так и шарикоподшипники.

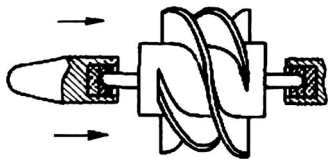


Рис. 22.14. Аксиальная турбинка

Такие счетчики применяются, в частности, для измерения количества нефти, нефтепродуктов и других неагрессивных жидкостей. На их основе разработаны и выпускаются турбинные преобразователи, предназначенные для измерения количества газа при давлении от 0,2 до 6,4 МПа, температуре от 5 до 80 °С и содержании сероводорода не более 3 % (по объему).

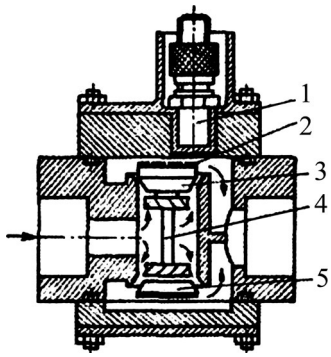


Рис. 22.15. Безопорный турбинный преобразователь

Резко отличен по своему устройству от всех ранее рассмотренных преобразователей с аксиальной турбинкой безопорный преобразователь, (рис. 22.15). На оси *4*, перпендикулярной к потоку жидкости, укреплены две турбинки и два диска *3* и *5* с конической боковой поверхностью. При появлении расхода возникает разность давлений на входе и выходе из преобразователя, которая приподнимает ось с дисками, и поток, разделяясь на две ветви, вращает обе турбинки со скоростью, пропорциональной объемному расходу. Магнитные головки *2*, укрепленные на верхнем диске *3*, при вращении последнего создают в индукционном преобразователе *1* импульсы тока, частота которых пропорциональна частоте вращения турбинок.

22.10. Шариковые расходомеры

Шариковыми расходомерами называются тахометрические расходомеры, подвижной элемент которых — шарик — непрерывно движется по кругу. Это движение обеспечивается или винтовым направляющим аппаратом, закручивающим поток, или же тангенциальным подводом измеряемого вещества.

На рис. 22.16 показаны преобразователи расхода шариковых расходомеров. Основное применение из них получил преобразователь с винтовым направляющим аппаратом *1.* Поток, закрученный в последнем, приводит в движение ферромагнитный шарик *5* по окружности трубы. Частота вращения шарика по кругу преобразуется в электрический частотный сигнал индукционным или индуктивным преобразователем *2.* Ограничительное кольцо *3* удерживает шарик от перемещения вдоль оси трубы. Для выпрямления потока на выходе служат неподвижные лопасти *4.*

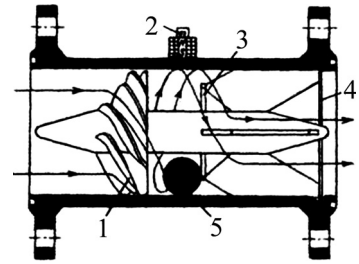


Рис. 22.16. Преобразователь расхода шариковых расходомеров с винтовым направляющим аппаратом

22.11. Поршневые расходомеры

Поршневые счетчики жидкости ранее применялись для измерения воды. Сейчас благодаря высокой точности измерения (погрешность не более ± 0,5-1 %) они служат главным образом для измерения расхода нефтепродуктов [13].

В топливозаправочных колонках широко применяется четырехпоршневой счетчик бензина (рис. 22.17). В четырехцилиндровом блоке *1* перемещаются четыре поршня, штоки которых *14* через кулисы *17* и ролики *12* приводят во вращение коленчатый вал *11,* а вместе с ним золотник *9* и валик 5, связанный со счетным механизмом. Золотник *9,* имеющий форму усеченного конуса, расположен в распределительной головке *2* и притерт к опорной поверхности блока *1.* Плотность прилегания золотника обеспечивается двумя пружинами: гофрированной цилиндрической 7 с опорным кольцом *6* и расположенной внутри нее винтовой пружиной *4.* В положении, показанном на рисунке, жидкость через отверстие *3* начинает поступать к поршню *13,* находящемуся в крайнем положении, и продолжает поступать к поршню *15,* уже прошедшему половину пути. Одновременно поршни *10* и *16,* соединенные штоками с поршнями *13* и *15,* перемещают уже отмеренную жидкость через отверстие *8* к выходному штуцеру. Когда поршень *15* дойдет до своего крайнего положения, золотник *9* сообщит пространство у поршня *16* с входным *3,* а у поршня *15* с выходным *8* отверстиями, и эти поршни начнут обратное движение. Поршни же *13* и *10* будут продолжать свое первоначальное движение, пока не придут в крайнее положение. Диаметр поршней 70 мм, их ход 32,5 мм, измерительный объем каждого поршня 125 см^3. За один оборот вала измеряется 500 см^3, что при наибольшей частоте вращения вала 80 об/мин даст расход бензина, равный 2,4 м^3/ч. Погрешность измерения ± 0,5 %.

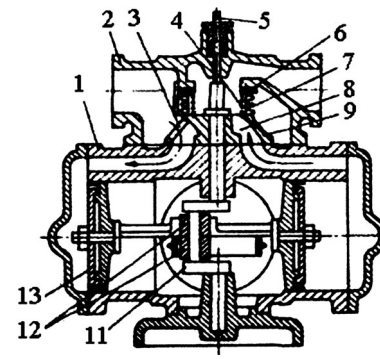


Рис. 22.17. Четырехпоршневой счетчик бензина

22.12. Тепловые расходомеры

Принцип действия тепловых расходомеров основан на непрерывном нагреве потока вещества (калориметрические расходомеры) или специального термоэлемента, помещенного в поток (термоанемометры) [5, 12, 13]. В первом случае массовый расход определяется количеством тепла, обеспечивающим определенную разность температур потока до и после нагревателя; во втором — количеством тепла, теряемым нагретым или непрерывно нагреваемым телом, помещенным в поток.

Калориметрические расходомеры

Если пренебречь теплом, отдаваемым потоком в окружающую среду, то уравнение теплового баланса между расходом тепла, потребляемым нагревателем, и теплом, сообщенным потоку, имеет вид

$$q_t = k_0 Q_м c_p (t_2 - t_1), \tag{22.15}$$

где k_0 — поправочный коэффициент на неравномерность распределения температур по сечению трубопровода; c_p — теплоемкость (для газа при постоянном давлении) при температуре $\frac{t_2 - t_1}{2}$; t_1, t_2 — температуры потока до и после нагревателя.

Тепло к потоку в калориметрических расходомерах подводится обычно электронагревателями, для которых

$$q_t = 0{,}24 I^2 R, \tag{22.16}$$

где I — сила тока, R — сопротивление нагревателя.

На основании выражений (22.15) и (22.16) статическая характеристика калориметрических расходомеров имеет вид

$$Q_м = 0{,}24 \frac{I^2 R}{k_0 c_p \Delta t}. \tag{22.17}$$

Возможны и существуют два способа измерения массового расхода в соответствии с выражением (22.17): расход определяют по значению мощности, потребляемой нагревателем и обеспечивающей постоянную разность температур $\Delta t = t_2 - t_1$; расход определяют по разности температур Δt при неизменной мощности, подводимой к нагревателю.

В первом случае расходомеры работают как регуляторы температуры нагрева потока, у которых измерительным и регулирующим звеном является уравновешенный мост с термометрами сопротивления до и после нагревателя. При изменении разности температур мост выходит из равновесия и включает устройство, которое изменяет регулировочное сопротивление. Сопротивление, а, следовательно, и ток нагревателя будут изменяться до тех пор, пока не восстановится заданная степень нагрева. Массовый расход при этом определяют по показаниям ваттметра, включенного в цепь нагревателя.

Датчики калориметрических расходомеров второго типа состоят из двух последовательно соединенных термометров сопротивления, устанавливаемых до и после нагревателя. Кроме термометров сопротивления используются также термисторы и термопары. Термометры сопротивления обладают тем преимущест-

вом, что их можно выполнять в виде равномерной сетки, перекрывающей все сечение потока, и таким образом измерять среднюю по сечению температуру.

Термоанемометры

Статическая характеристика термоанемометров определяется известным уравнением теплофизики, характеризующим количество тепла, отдаваемое потоку в единицу времени нагретым телом,

$$q_t = 0{,}24 I^2 R = (t_н - t_c)(\lambda + \sqrt{2\pi c_v d}\,\sqrt{v\rho}), \qquad (22.18)$$

где $t_н$ — температура тела; t_c — температура потока измеряемой среды; λ — теплопроводность среды; c_v — теплоемкость среды при постоянном объеме; d — диаметр нагреваемого тела.

Термоанемометры измеряют «массовую» скорость $v\rho$ потока в месте установки нагреваемого тела и для определения расхода необходимо или воспользоваться методом, описанным раньше, или осуществлять непрерывное сканирование поля скоростей.

В последние годы появились бесконтактные термоанемометрические расходомеры, в которых роль термоэлемента играет изолированный участок трубопровода.

Из уравнения (22.18) видно, что «массовую» скорость при помощи термоанемометра можно измерять двумя способами. В одном случае ток, нагревающий приемник, поддерживают постоянным и скорость определяют по измерению его температуры. В другом случае ток нагрева приемника регулируют таким образом, чтобы его температура оставалась постоянной, а скорость оценивают по значению питающего тока. В практике встречаются оба этих способа измерений.

Приемник термоанемометра (термонить) обычно изготавливают из платиновой проволоки диаметром 0,005—0,3 мм. Температура термонити должна быть по возможности высокой, так как при ее увеличении повышается чувствительность прибора и уменьшается влияние колебаний температуры измеряемой среды. Однако значительное повышение температуры проволоки может вызвать изменение структуры металла и тем самым «снос» градуировочных кривых прибора.

Схема калориметрического расходомера показана на рис. 22.18, *а*.

Преимуществом калориметрических расходомеров является их независимость от давления, температуры и плотности исследуемого вещества.

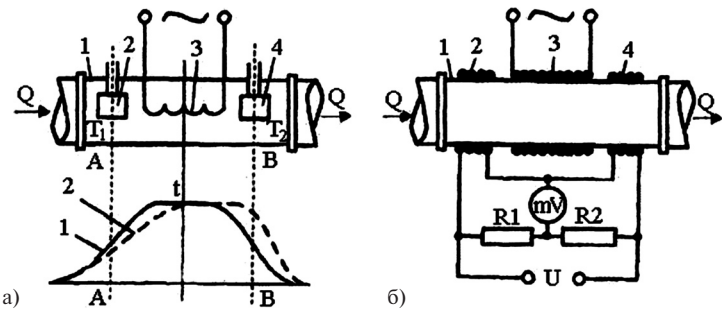


Рис. 22.18. Схемы калориметрических расходомеров

Тепловые расходомеры, в которых нагреватель и термопреобразователи расположены на внешней стороне трубопровода, называют квазикалориметрическими. В таких расходомерах при малых диаметрах труб (от 1,5 мм до 25 мм) прогревается не только пограничный с трубой слой, но и в значительной мере весь поток, поэтому измеряемая разница температуры очень близка к разнице температур потока до и после нагревателя.

Принцип работы квазикалориметрического расходомера объясняет схема на рис. 22.18, *б*. На трубу *1* из теплопроводного материала (покрытую смоляным лаком) наматывают нагреватели *3* и устанавливают терморезистивные преобразователи *2* и *4*. Последние вместе с резисторами R_1 и R_2 образуют неуравновешенный мост постоянного тока, который питается от стабилизированного источника напряжения *U*. Исходное напряжение моста (показания милливольтметра), который является функцией разницы сопротивлений термопреобразователей *R*1, *R*2, служит мерой измеряемого расхода.

22.13. Электромагнитные расходомеры

Принцип действия электромагнитных расходомеров основан на законе электромагнитной индукции, согласно которому в проводнике, который пересекает магнитные силовые линии, наводится электродвижущая сила, пропорциональная скорости движения проводника [2, 5, 13, 14, 15]. Если использовать в качестве проводника электропроводную жидкость, протекающую в трубопроводе, который находится между полюсами постоянного магнита, и измерить наведенную в жидкости ЭДС, то можно определить скорость потока, а, следовательно, и объемный расход жидкости.

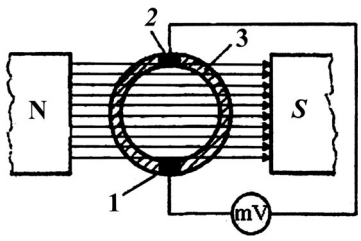


Рис. 22.19. К принципу действия электромагнитного расходомера

Устройство электромагнитного расходомера объясняет рис. 22.19. Между полюсами постоянного магнита перпендикулярно к направлению магнитных силовых линий расположен отрезок металлической немагнитной трубы *3*, находящейся между фланцами трубопровода с исследуемым потоком жидкости. Внутренняя поверхность трубы покрыта электроизоляционным материалом. В плоскости, перпендикулярной магнитным силовым линиям, у диаметрально противоположных сторон в стенке трубы установлены два электрода *1* и *2*. С помощью соединительных проводников электроды подсоединены к измерительному прибору (милливольтметра или потенциометра).

Индуцируемая разность потенциалов *E*, которая наводится в потоке жидкости, есть

$$E = B\upsilon D = \frac{4Q_\upsilon B}{\pi D}, \qquad (22.19)$$

где *B* — магнитная индукция; υ — средняя скорость потока жидкости; *D* — внутренний диаметр трубопровода; Q_υ — объемный расход жидкости.

Из данного уравнения видно, что при B = const наведенная в потоке жидкости ЭДС пропорциональна объемному расходу жидкости. Электромагнитные расходомеры могут использоваться для измерений расхода электропроводных жидкостей с электропроводностью не меньшей, чем (10^{-5}...10^{-6}) См/м.

Основным и существенным недостатком электромагнитных расходомеров с постоянным магнитным полем является возникновение на электродах гальванической ЭДС и ЭДС поляризации, которая приводит к значительным погрешностям измерений. Паразитная ЭДС поляризации может быть устранена за счет использования электромагнитов, которые питаются переменным током. В этом случае индуцируемая разность потенциалов есть

$$E = \frac{4Q_{\upsilon} B_{\max}}{\pi D} \sin \omega t, \qquad (22.20)$$

где $B_{\max}$ — амплитудное значение магнитной индукции; $\omega = 2\pi f$ — круговая частота переменного тока; D — диаметр трубы.

Основным недостатком электромагнитных расходомеров с переменным магнитным полем является возникновение так называемой трансформаторной ЭДС, то есть наведение паразитной ЭДС в электрической цепи, создаваемой жидкостью, электродами, соединительными проводниками и измерительным прибором, значение которой может достигать 20 % от значения полезного сигнала.

Для уменьшения влияния трансформаторных ЭДС используют специальные дифференциальные индукционные преобразователи. Трансформаторные ЭДС, наводящиеся в двух идентичных обмотках дифференциального индукционного преобразователя, которые равны по значению и противоположны по фазе, взаимно компенсируются в следующем преобразователе (первичной обмотке исходного трансформатора).

Электромагнитные расходомеры имеют и значительные преимущества. Они практически безынерционны, что очень важно при измерении расхода скоростных потоков и при их использовании в системах автоматического регулирования. На результат измерений не влияет наличие твердых частиц в потоке и газовых пузырьков, а показания расходомера не зависят от свойств исследуемого вещества, таких как вязкость, плотность. Погрешность электромагнитных расходомеров составляет ± (0,5...1) % от диапазона измерений.

22.14. Акустические расходомеры

Акустический метод измерения расхода жидкостей и газов основан на том, что фактическая скорость распространения звуковой волны в движущейся со скоростью υ среде определяется геометрической суммой скорости звука c в этой среде и скорости υ [4, 5, 8, 13, 15]. Измеряя тем или иным способом суммарную скорость, можно определить величину υ при известном значении c. Известные акустические методы можно разделить на две группы, отличающиеся взаимным направлением векторов υ и c.

К первой группе относится метод, основанный на измерении сноса движущейся средой ультразвукового луча, направленного под прямым углом к потоку (рис. 22.20).

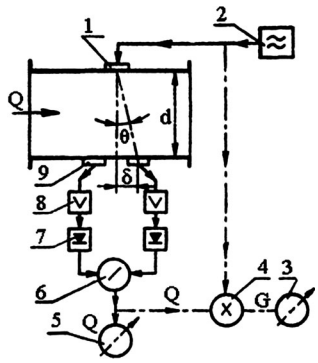


Рис. 22.20. Схема ультразвукового расходомера со сносом луча: *1* — излучатель; *2* — генератор ультразвуковой частоты; *3* — измеритель массового расхода; *4* — множительное звено; 5 — измеритель объемного расхода; *6* — делительное звено; 7 — детектор; *8* — усилитель; *9* — приемник

Статическая характеристика ультразвукового расходомера этой группы определяется по углу Θ отклонения луча

$$\Theta = \arcsin\overline{\upsilon} / c \approx \overline{\upsilon} / c. \qquad (22.21)$$

Ко второй группе относятся методы, основанные на измерении скорости прохождения ультразвуковых импульсов в направлении потока движущейся среды и против него. При этом излучатели ультразвуковых колебаний устанавливают так, чтобы векторы υ и c были параллельны (рис. 22.21) или направлены под углом Θ друг к другу, не равным 180° (рис. 22.22).

Схемная реализация этих методов предусматривает два варианта — с одним (рис. 22.22, *а*) и двумя (рис. 22.22, *б*) ультразвуковыми каналами. В первом случае каждый из двух элементов работает то в режиме излучателя, то приемника, что обеспечивается системой переключателей.

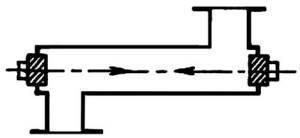


Рис. 22.21. Датчик одноканального ультразвукового расходомера с продольным направлением луча

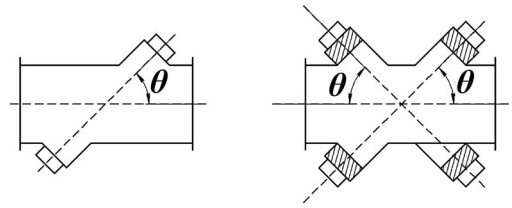


Рис. 22.22. Датчики ультразвуковых расходомеров

По принципу получения сигнала о величине средней скорости (расхода) методы, относящиеся ко второй группе, подразделяются на следующие.

Время-импульсный метод. Время t_+ прохождения ультразвукового импульса от излучателя до приемника, расположенных на расстоянии L друг от друга, в направлении потока равно:

$$t_+ = \frac{L}{c + \overline{\upsilon}\cos\Theta} \approx \frac{L}{c}\left(1 - \frac{\overline{\upsilon}}{c}\cos\Theta\right), \qquad (22.22)$$

и время t_- прохождения ультразвукового импульса против потока есть

$$t_- = \frac{L}{c - \overline{\upsilon}\cos\Theta} \approx \frac{L}{c}\left(1 + \frac{\overline{\upsilon}}{c}\cos\Theta\right). \qquad (22.23)$$

Следовательно, разность Δt времен прохождения ультразвуковых импульсов по потоку и против него есть

$$\Delta t = 2L\frac{\bar{\upsilon}\cos\Theta}{c^2}8mL\frac{\cos\Theta}{\pi D^2 c^2}Q. \qquad (22.24)$$

Измеряя Δt при известных (оцениваемых в процессе градуировки ультразвуковых расходомеров) значениях постоянных сомножителей, можно определить расход Q.

Для получения высокой точности измерений импульсы должны быть достаточно короткими по сравнению со временем прохождения сигнала, для чего необходима большая частота (порядка 5 МГц) ультразвуковых колебаний. Недостатком метода является зависимость показаний ультразвукового расходомера от изменений c.

Частотно-импульсный метод. При этом методе измерений с помощью цепи обратной связи обеспечивается непрерывное повторение процесса посылки импульсов по потоку с частотой

$$f_+ = \frac{1}{t_+} = \frac{c + \bar{\upsilon}\cos\Theta}{L} \qquad (22.25)$$

и против потока с частотой

$$f_- = \frac{1}{t_-} = \frac{c - \bar{\upsilon}\cos\Theta}{L}. \qquad (22.26)$$

Это означает, что каждый ультразвуковой импульс, достигая приемного преобразователя, возбуждает посылку нового импульса.

Разность частот Δf, измеряемая с помощью дифференциальной схемы, определяет статическую характеристику частотно-импульсных ультразвуковых расходомеров

$$\Delta f = \frac{2\bar{\upsilon}\cos\Theta}{L} = 8m\frac{\cos\Theta}{\pi D^2 L}Q. \qquad (22.27)$$

Преимуществом этого метода является независимость выходной характеристики от скорости звука, а, следовательно, и от физико-химических свойств измеряемой среды.

Фазовый метод, заключающийся в непрерывном излучении ультразвуковых колебаний в поток (по направлению движения среды и против него) и измерении разности фаз $\Delta\varphi$ принятых колебаний.

Если обозначить через ω частоту ультразвуковых колебаний, то статическая характеристика фазовых ультразвуковых расходомеров имеет вид

$$\Delta\varphi = \omega\Delta t = 8m\frac{\omega L\cos\Theta}{\pi D^2 c^2}Q. \qquad (22.28)$$

Каждый из рассмотренных методов имеет свои преимущества и недостатки, свои специфические источники погрешностей, свои способы и средства устранения их.

22.15. Лазерные расходомеры

К числу сравнительно новых, но быстро развивающихся методов измерения локальных скоростей потока и (расхода) относятся методы, основанные на применении оптических квантовых генераторов — лазеров. Лазерные расходомеры используют при измерении расхода агрессивных, высокотемпературных и криогенных веществ. Наиболее перспективно применение оптических методов в экспериментальной гидродинамике, особенно в области турбулентных явлений, изучение которых традиционными способами (например, с помощью термоанемометров) уже не дает желаемых результатов вследствие малой точности приборов и, главное, вносимых ими искажений в структуру потока.

В настоящее время распространение получили два оптических (лазерных) метода измерения скоростей (расхода), отличающихся лежащими в их основе физическими явлениями: метод, основанный на эффекте рассеяния света движущимися частицами, и метод, основанный на эффекте Френеля-Физо — увлечении света движущейся средой [5, 13, 15].

В оптическом расходомере (назовем его сокращенно ДИС — доплеровский измеритель скорости), реализующем первый эффект, излучение лазера, рассеянное движущимися в потоке естественными или искусственно введенными частицами, приобретает частотный сдвиг, пропорциональный осредненной скорости частиц. При этом возможно осуществлять как измерение локальной скорости потока, так и сканирование поля скоростей, характеризующего расход.

Принципиальная схема ДИС показана на рис. 22.23. Прибор работает следующим образом. Световой поток, излучаемый газовым лазером *1*, делится расщепителем *2* на два параллельных пучка равной интенсивности, которые линзой *3* фокусируются в исследуемой области среды, движущейся по трубопроводу *4*. Вследствие малой расходимости лазерного пучка фронт световой волны является (приближенно) плоским, поэтому в области пересечения лучей возникает пространственная интерференционная картина из чередующихся на расстоянии $\Delta_f = \lambda_f / 2\sin\frac{\Theta}{2}$ (λ_f — длина волны излучения лазера; Θ — угол между фокусируемыми в поток пучками) светлых и темных полос. Перемещающиеся в этой области частицы перекрывают светлые полосы, в результате чего рассеянный частицами свет модулируется частотой

$$f = \frac{2\upsilon \sin\frac{\Theta}{2}}{\lambda_f}, \qquad (22.29)$$

где υ — скорость частицы.

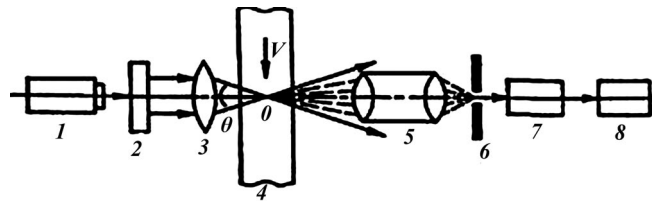


Рис. 22.23. Принципиальная схема лазерного измерителя скоростей

Рассеянный свет улавливается приемной оптической системой *5* и направляется на фотодетектор *7*. Выделение и регистрация частотного сигнала осуществляются анализатором спектра или автоматической следящей системой *8*. Диафрагма *6* предохраняет фотодетектор от фонового излучения.

Для непосредственного измерения расхода оптическим методом применяют лазерные установки, работающие на эффекте Френеля-Физо (рис. 22.24).

Основным элементом установки является гелиево-неоновый лазер, резонатор которого образован зеркалами *1*, *2*, *3*, расположенными в вершинах треугольника, и активным элементом *4*. Лазер генерирует две встречные волны, бегущие по замкнутым оптическим путям. Поток жидкости или газа, движущийся на некотором участке резонатора по трубопроводу 5 с прозрачными окнами *6*, создает различные по знаку приращения оптических путей встречных волн лазера, частота которых также различна.

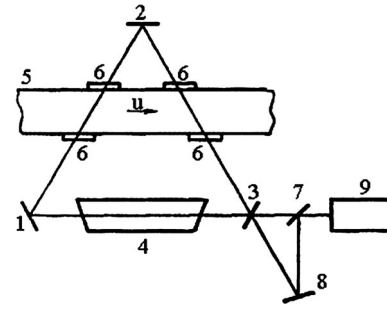


Рис. 22.24. Принципиальная схема лазерной установки на основе эффекта Френеля-Физо

Часть электромагнитной энергии встречных лучей выводится из резонатора и зеркалами *7*, *8* направляется на фотодетектор *9*, в цепи которого появляется фототек разностной частоты биений, пропорциональной скорости потока, осредненной по пути луча.

Статическая характеристика преобразования таких систем имеет вид

$$f_p = f_1 - f_2 = \frac{2u(n^2 - 1)L}{\lambda_f L_p}, \qquad (22.30)$$

где u — проекция вектора скорости на направление луча; n — показатель преломления среды; L — длина пути луча в потоке среды; L_p — оптическая длина пути в резонаторе лазера.

22.16. Расходомеры, основанные на использовании явления ядерного магнитного резонанса (ЯМР)

Поляризованные в постоянном магнитном поле атомные ядра большинства элементов, помещенные в переменное осциллирующее поле, при угловой частоте последнего, равной угловой скорости прецессии ядер (ларморовой частоте), взаимодействуют с ним, поглощая часть его энергии. При этом изменяется намагниченность ядер, т.е. суммарный магнитный момент ядер в единице объема вещества. В упрощенном виде это явление, называемое явлением ядерного магнитного резонанса, объясняется следующим образом. Магнитные свойства любого вещества определяются магнитными моментами электронной оболочки и ядер атомов. Ядро, кроме того, обладает собственным моментом количества движения (спином) аналогично вращающемуся ротору гироскопа.

При внесении вещества в магнитное поле последнее стремится ориентировать магнитные моменты ядер вдоль силовых линий. При этом ядра начинают прецессировать вокруг этого направления с частотой $\omega_0 = \gamma H$ (γ — постоянное для данного вида ядер гиромагнитное отношение; H — напряженность магнитного поля) и разделяются на две группы с различными энергетическими уровнями. В одной группе магнитные моменты направлены по полю, в другой — против него. После установления термического равновесия число ядер n_1 в первой группе несколько превышает число ядер n_2 во второй, что и обусловливает намагниченность вещества $\frac{n_1 - n_2}{n_1 + n_2}$. Если на постоянное поле наложить перпендикулярно ему переменное, изменяющееся с частотой $\omega = \omega_0$, то начинается переход ядер с одного энергетического уровня на другой, сопровождающийся поглощением энергии поля. Этот процесс происходит до тех пор, пока число ядер в обеих группах не уравняется, т.е. до полного размагничивания вещества. Процесс размагничивания происходит по экспоненциальному закону с постоянной времени $T_1\xi$, где T_1 — время продольной релаксации; ξ — фактор насыщения, значение которого убывает с увеличением амплитуды переменного поля H_1. При некотором значении H_1 вещество полностью размагничивается, и поглощение энергии поля прекращается.

После снятия переменного поля намагниченность вещества восстанавливается с постоянной времени T_1.

Существует несколько принципов построения расходомерных устройств, основанных на ядерном магнитном резонансе [5, 6, 7, 13, 15]. Явление ядерного резонанса используют для создания «меток» в потоке измеряемого вещества.

Схема ядерно-магнитного расходомера, работающего на принципе контрольных «меток», показана на рис. 22.25. Жидкость проходит через магнитное поле, создаваемое магнитом *1*, и поляризуется. Протекая через катушку *2*, на которую подается от генератора 5 переменное напряжение резонансной частоты, поляризованные ядра жидкости поглощают часть энергии осциллирующего поля, создаваемого катушкой, и жидкость деполяризуется. При периодическом отключении тока, питающего катушку *2*, в потоке жидкости на выходе из катушки будут создаваться пакеты поляризованных молекул. Эти пакеты, пройдя расстояние L, попадают в катушку *3*, которая также питается переменным напряжением резонансной частоты. В моменты протекания поляризованных молекул через осциллирующее поле катушки *3* в ее цепи будет возникать сигнал ядерного магнитного резонанса, фиксируемый измерительной схемой *4*. Таким образом, здесь измерение расхода сводится к измерению времени между моментом отключения напряжения от катушки *2* и моментом появления сигнала ядерного резонанса в схеме *4*, связанной с катушкой *3*.

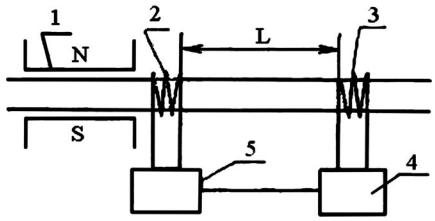


Рис. 22.25. Схема ядерно-магнитного расходомера, реализующего принцип контрольных «меток»

Другой принцип работы ЯМР основан на зависимости амплитуды A сигнала ядерного магнитного резонанса от скорости υ течения жидкости

$$\frac{A - A_0}{A_0} = \upsilon \frac{T_1}{l}, \tag{22.31}$$

где A_0 — амплитуда сигнала ядерного магнитного резонанса в неподвижной жидкости; l — длина датчика, создающего резонансное поле.

Принципиальная схема ЯМР, реализующего этот принцип, показана на рис. 22.26. Участок трубопровода помещен в сильное поляризующее поле. На конце участка монтируется датчик ядерного магнитного резонанса, на катушку которого подается переменное напряжение резонансной частоты. Поляризованная жидкость, протекая через датчик, дает сигнал ядерного резонанса, амплитуда которого зависит от расхода жидкости. Подобное устройство можно применять для измерения расхода жидкостей с большим количеством ядер (например, жидкости, содержащие водород или фтор), обеспечивающим достаточную чувствительность датчика. Концентрация ядер должна оставаться постоянной, в противном случае изменяется чувствительность датчика и появляются неконтролируемые дополнительные погрешности измерений. Так как концентрация ядер пропорциональна плотности вещества, то все факторы (температура, концентрация, давление и т.п.), вызывающие изменение плотности, будут влиять на показания амплитудных ЯМР.

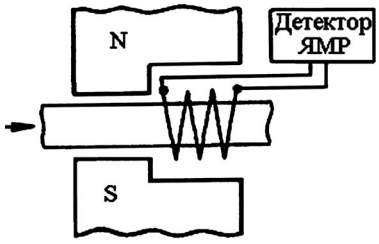


Рис. 22.26. Схема амплитудного ядерно-магнитного расходомера

22.17. Центробежные расходомеры

Принцип действия центробежных расходомеров (рис. 22.27) основан на том, что при движении среды по криволинейному участку трубопровода появляются центробежные силы, создающие перепад давлений между точками с разными радиусами кривизны [13,15].

Статические характеристики центробежных расходомеров имеют следующий вид:

для капельных жидкостей

$$Q = \frac{\pi}{\psi} r \sqrt{R_0 r} \sqrt{\frac{p_2 - p_1}{2\rho}}; \tag{22.32}$$

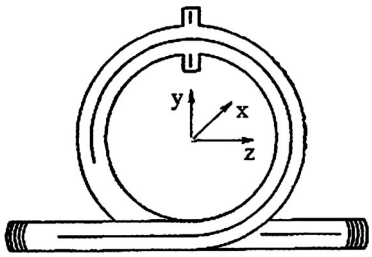


Рис. 22.27. Центробежный расходомер с круговым коленом

для газов

$$Q = \frac{\pi}{\xi\psi} r \sqrt{R_0 r} \sqrt{\frac{p_0}{2\rho} \ln \frac{p_2}{p_1}} \approx \frac{\pi}{\xi\psi} r \sqrt{R_0 r} \times \sqrt{\frac{p_2 - p_1}{2\rho}} \sqrt{1 - \frac{(p_2 - p_1)^2}{12 p_0^2}}, \tag{22.33}$$

где R_0 — радиус кривизны геометрической оси криволинейного участка трубопровода; Ψ — корректировочный коэффициент, зависящий от вязкости измеряемой среды и шероховатости трубопровода; ξ — коэффициент, характеризующий степень неизотермичности процесса сжатия газа в цилиндрическом колене; ρ — плотность; p_1, p_2 — давления, отбираемые на внутренней и внешней (по радиусу кривизны) стенках трубопровода; $p_0 = (p_1 + p_2)/2$. При $p_2/p_1 < 2$ как для жидкостей, так и для газов с достаточной для практики точностью можно использовать формулу (22.32).

22.18. Турборасходомеры

В турборасходомерах производится закручивание потока относительно вектора его актуальной скорости [13,15].

Момент $M_{вр}$, необходимый для обеспечения устойчивого вращения потока с угловой скоростью ω, определяется (без учета сил трения) соотношением

$$M_{вр} = \frac{d}{dt} J\omega, \tag{22.34}$$

где J — момент инерции среды.

Учитывая, что $dJ = R_и^2\, dm$ ($R_и$ — радиус инерции; m — масса среды) и $dm/dt = Q_м$ (массовый расход среды), из выражения (22.34) получим общее для всех турборасходомеров уравнение для определения $Q_м$:

$$Q_м = \frac{M_{вр}}{\omega R_и^2}. \tag{22.35}$$

При торможении предварительно закрученного потока на тормозящее устройство будет действовать момент, соответствующий выражению (22.34), и уравнение приборов, использующих эффект торможения потока, не будет отличаться от выражения (22.35).

Основным источником методических погрешностей турборасходомеров является непостоянство сил трения в их гидравлическом тракте, обусловленное изменениями вязкости, температуры и других параметров измеряемой среды.

В настоящее время существует большое число различных модификаций турбинных датчиков массового расхода, отличающихся способами вращения потока, измерения $M_{вр}$ и значениями $R_и$.

22.19. Кориолисовые и гироскопические расходомеры

В расходомерах этой группы закручивание и торможение потока производится с помощью вращающихся элементов трубопровода сложной формы [13, 15].

Кориолисовый расходомер (рис. 22.28) состоит из двух Т-образных участков *2* и *6* трубопровода, сочлененных при помощи гибких соединений *1* и приводимых во вращение с постоянной угловой скоростью ω специальным приводным механизмом. Прибор размещен в корпусе *5* (показан условно).

При протекании вещества со скоростью $\upsilon_{ср}$ через вращающийся в уплотнительных муфтах *4* элемент трубопровода в потоке возникает направленное против вращения ускорение Кориолиса, равное $a = 2\omega\upsilon_{ср}$. Вследствие этого в каждой ветви Т-образного участка создается усилие

$$F_к = -m2\omega\upsilon_{ср} = -2Q_м\omega(R_2 - R_1), \quad (22.36)$$

и во вращающемся участке возникает момент, равный

$$M_к = 2F_к \frac{R_2 + R_1}{2} = -2Q_м\omega(R_2^2 - R_1^2), \quad (22.37).$$

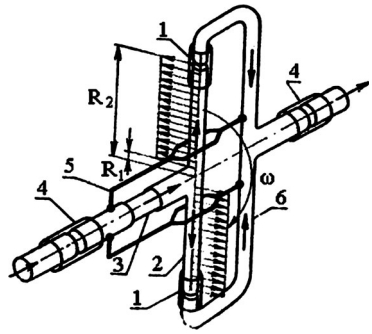


Рис. 22.28. Схема кориолисового расходомера

В результате действия этого момента Т-образные участки, деформируя гибкое соединение *1,* поворачиваются относительно друг друга на некоторый угол α. Угол поворота α преобразуется в электрический сигнал при помощи торсионного датчика *3.* Значение этого сигнала пропорционально $M_к$, а, следовательно, при постоянной угловой скорости вращения и массовому расходу вещества.

Гироскопический расходомер (рис. 22.29) состоит из эксцентричных элементов трубопровода сложной конфигурации. Устройство приводится во вращение относительно оси *AA* с постоянной угловой скоростью. Возникающий при этом гироскопический момент $M_г$ стремится повернуть ротор относительно оси *BB.* Величина

$$M_г = 2Q_м\omega(R_2 - R_1)b \quad (22.38)$$

пропорциональна массовому расходу вещества и преобразуется в соответствующий электрический сигнал с помощью датчиков деформации.

Относительно невысокая точность кориолисовых и гироскопических расходомеров, характеризуемая приведенной погрешностью 1—2 %, объясняется большими температурными влияниями на жесткость упругих элементов, их гистерезисом и последействием, а также трудностями поддержания постоянным числом оборотов приводного механизма при колебаниях расхода. Расходомеры данного типа громоздки, сложны в эксплуатации, требуют специальных вращающихся уплотнительных устройств и большой мощности приводного механизма.

Два последних недостатка отсутствуют у вибрационных расходомеров, в которых вращательное движение участка трубопро-

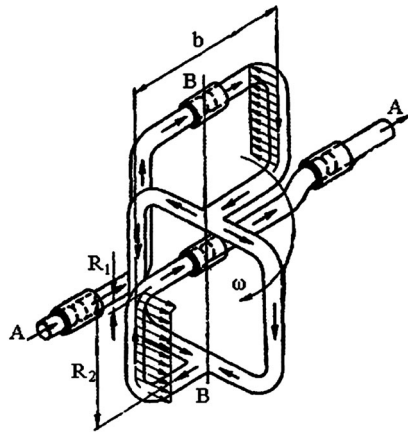


Рис. 22.29. Схема гироскопического расходомера

вода заменяется колебательным. Однако точность вибрационных расходомеров получается меньшей.

Преимуществом кориолисовых и гироскопических расходомеров является полная независимость их показаний от вязкости измеряемой среды. Поэтому их целесообразно применять лишь при измерении массового расхода веществ с большим диапазоном изменения вязкости.

Литература

1. Агейкин Д.И., Костина Е.Н., Кузнецова Н.Н. Датчики контроля и регулирования. Справочные материалы. М.: Машиностроение, 1965. 928 с.
2. Андронов И.В. Измерение расхода жидкостей и газов. М.: Энергоиздат, 1981. 88 с.
3. Балдин А.А., Бошняк Л.Л., Соловский В.М. Ротаметры. Л.: Машиностроение, 1983. 198 с.
4. Биргер Г.И., Бражников Н.И. Ультразвуковые расходомеры. М.: Металлургия, 1964. 300 с.
5. Бобровников Г.Н., Новожилов Б.М., Сарафанов. Бесконтактные расходомеры. М.: Машиностроение, 1985. 128 с.
6. Жерновой А.И., Латышев Г.Д. Ядерный магнитный резонанс в проточной жидкости. М.: Атомиздат, 1964. 416 с.
7. Жерновой А.И. Ядерно-магнитные расходомеры. Л.: Машиностроение. Ленингр. отд-ние, 1985. 136 с.
8. Кажис Р.Й. Ультразвуковые информационно-измерительные системы. Вильнюс: Мокслас, 1986. 215 с.
9. Катыс Г.П. Автоматический контроль полей скоростей и расходов. М.: Наука, 1965. 464 с.
10. Киясбейли А.Ш., Перельштейн М.Е. Вихревые измерительные приборы. — М.: Машиностроение, 1978. 152 с.
11. Киясбейли А.Ш., Измайлов А.М., Гуревич В.М. Частотно-временные ультразвуковые расходомеры и счетчики. М.: Машиностроение, 1984. 127 с.
12. Коротков П.А., Беляев Д.В., Азимов Р.К. Тепловые расходомеры. Л.: Машиностроение, 1969. 176 с.
13. Кремлевский П.П. Расходомеры и счетчики количества: Справочник. Л.: Машиностроение. Ленингр. отд-ние, 1989. 701 с.
14. Логинов Н.И. Электромагнитные преобразователи расхода жидких металлов. М.: Энергоиздат, 1981. 104 с.
15. Цейтлин В.Г. Техника измерения расхода и количества жидкостей, газов и паров. М.: Изд-во стандартов, 1981. 192 с.

ГЛАВА 23

ДАТЧИКИ ОХРАННОЙ СИГНАЛИЗАЦИИ

23.1. Состав систем охранной сигнализации

Охранная сигнализация — это система, позволяющая гарантированно и оперативно известить хозяев и/или правоохранительные органы о попытке или факте несанкционированного проникновения на охраняемую территорию либо о возникновении аварийной ситуации (пожар, утечка газа, затопление и т.д.).

Системы охранной сигнализации существуют следующих видов:

— автономная охранная система;
— GSM сигнализация;
— система сигнализации с подключением к телефонной линии;
— система охранной сигнализации с подключением к центральному пульту.

Наиболее простой охранной сигнализацией является так называемая **автономная**, цель которой — отпугнуть злоумышленника и оповестить собственника. В случае срабатывания какого-нибудь датчика активизируется сирена или строб-вспышка.

GSM охранная сигнализация при срабатывании датчика отправляет тревожные сообщения в виде SMS (short message service) на мобильный телефон.

Система сигнализации с подключением к телефонной линии при возникновении тревожной ситуации передает заранее записанное голосовое сообщение по телефонной линии на запрограммированные телефонные номера (как стационарные, так и мобильные).

Наибольший эффект достигается при использовании **системы охранной сигнализации с подключением к центральному пульту** вневедомственной охраны или к пульту централизованного наблюдения частного охранного предприятия. В данном случае все тревожные сигналы поступают на пульт централизованного наблюдения. Оператор, получив информацию от охранной системы, принимает необходимые меры в зависимости от ситуации.

Охранная система может состоять из [3]:

— **аппаратуры контроля доступа**, которая предназначена для подтверждения прохода в охраняемую зону (например, электронная проходная на заводах, в госучреждениях и т.д.);

— **устройств регистрации вторжения**, в задачу которых входит обнаружение вторжения и обработка информации, принятой от датчиков;

— **аппаратуры дистанционного управления охранной системой**, служащей для удаленного отключения охраны уполномоченными на это лицами. Для дистанционного управления могут использоваться специализированный защищенный канал, телефонная линия, радиоканал и др.;

— **системы теленаблюдения**, видеосигнал с которых передается в специализированный центр слежения.

На рис. 23.1 представлена одна из многих разновидностей структурных схем охранной системы. Выбор схемы в каждом конкретном случае обуславливается наличием определенных технических средств (например, стационарного телефона), местоположением обьекта, необходимой функциональностью и др. [2].

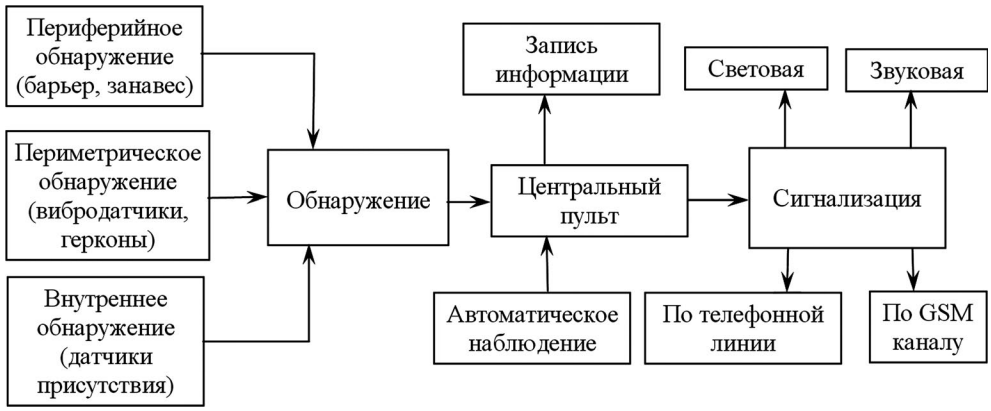


Рис. 23.1. Структурная схема охранной системы

Оператор после принятия сигнала тревоги следует согласно инструкции, согласованной охранной фирмой с собственником охраняемого обьекта. В случае невозможности связи с владельцем оператор может предупредить кого-нибудь из его доверенных лиц.

До недавнего времени большим недостатком систем охранной сигнализации было использование проводных телефонных линий. При их отсутствии охрана объекта становилась проблематичной — необходимо было дополнительно решать проблему подведения линий. На сегодняшний день проводная телефонная связь является морально устаревшей и вряд ли в дальнейшем будет серьезно развиваться.

Перспективным является использование беспроводных технологий с их несомненными преимуществами по сравнению с традиционными проводными охранными системами:

— возможность охраны любого объекта, в том числе мобильного, независимо от его расположения;

— отсутствие кабельных соединений (вместо них применяются электромагнитные связи или радиосвязь) между компонентами системы;

— простота установки и демонтажа (удобно для людей, часто меняющих место проживания);

— питание сигнализации от сети или аккумулятора, а датчиков — от батареек;

— универсальность — из простых элементов можно построить систему любой сложности, высокая скорость монтажа и запуска в эксплуатацию, возможность оперативного изменения конфигурации, отсутствие значительных ограничений для подключения к существующей системе охраны и т.д.

К недостаткам беспроводных систем можно отнести:

— необходимость периодической проверки радиосвязи;
— отсутствие единых стандартов при проектировании систем охранной сигнализации и, как следствие, плохая совместимость между изделиями различных производителей.

Системы охранной сигнализации состоят, в основном, из трех частей:

— датчики;
— контрольные панели;
— устройства оповещения и реагирования.

Датчик — чувствительный элемент, преобразующий контролируемый параметр в электрический сигнал [4]. Предназначается для определения наличия угрозы безопасности и неприкасаемости охраняемого объекта и передачи тревожного сообщения для своевременного реагирования.

Особенность датчиков для охранных систем состоит в том, что они регистрируют в основном неэлектрические величины. Надежность датчиков обеспечивается обычно цифровыми методами обработки сигналов. Как правило, датчики объединяются в **зоны**. Под зоной понимается один или несколько датчиков, охраняющих определенный объект или участок объекта.

Контрольная панель (концентратор) — это центральное устройство охранной системы, выполненное на базе микропроцессора. Все функции системы определяются программой микропроцессора. Параметры программы задаются пользователем со специального пульта. Концентраторы могут подключаться к персональным компьютерам для обработки и регистрации сигналов тревоги, автоматического анализа состояния датчиков и функционирования всей системы, принимать и передавать сообщения через коммуникационный модуль в автоматическом режиме.

Устройства оповещения и реагирования предназначены для выдачи звуковой, световой, а также речевой сигнализации и SMS-сообщений о состоянии охраняемого объекта.

При работе беспроводной системы каждый передатчик передает следующие типы сигналов [3]:

— сигналы тревоги;
— служебные сигналы;
— контрольные сигналы.

Сигналы тревоги передаются при возникновении тревожной ситуации в охраняемом пространстве, а также при вскрытии корпуса передатчика.

Служебные сигналы передаются при нарушении работоспособности передатчика, например, при разряде элементов питания.

Контрольные сигналы передаются со строгой периодичностью независимо от других сигналов и фиксируются контрольной панелью. Если в течение запрограммированного интервала времени концентратор не получил ни одного контрольного сигнала (вследствие умышленного экранирования или вывода из строя передатчика), концентратор информирует об этом пользователя специальным сигналом неисправности и/или передает сообщение на центральную станцию мониторинга.

Таким образом, набор передаваемых сигналов позволяет концентратору получать полную информацию не только о состоянии охраняемого помещения, но и о состоянии самого передатчика, обеспечивая высокий уровень надежности всей беспроводной системы охраны в целом.

Схема построения беспроводной системы не исключает возможности использования проводных зон. Более того, в общем случае охранная система может одновременно иметь все признаки как беспроводной, так и проводной системы. Использование комплекта беспроводного оборудования может значительно расширить возможности уже существующей проводной системы сигнализации.

Особенностью любых охранных систем является их блочная конструкция. Это значит, что простейшую охранную сигнализацию можно постепенно усложнять с помощью добавления различных блоков, что способствует увеличению ее функциональности, надежности, помехозащищенности и т.д.

Наиболее универсальным блоком любой охранной сигнализации является, как правило, пульт охранной сигнализации. К концентратору могут быть подключены десятки пультов охранной сигнализации. Одна из простейших электрических схем пульта охранной сигнализации представлена на рис. 23.2.

Для обеспечения минимального потребления электроэнергии, работы устройства в широком диапазоне напряжений разработку электрической принципиальной схемы лучше осуществлять на базе широко распространенных КМОП микросхем [3—6].

Разработка пульта охранной сигнализации начинается обычно со сканера датчиков. Он должен автоматически запоминать состояние датчиков в момент включения устройства. Для реализации данной функции используется четырехразрядный последовательно-параллельный регистр К561ИР9 [7] (DD3), который включен таким образом, чтобы работал в режиме параллельной загрузки информации при включении схемы.

В качестве датчиков, используемых в системах охранной сигнализации, применяются, как правило, датчики, имеющие релейный выход при срабатывании [2]. К одному охранному шлейфу может подключаться несколько датчиков, замкнутых в кольцо таким образом, чтобы при размыкании хотя бы одного датчика разрывалась вся цепь.

Для обеспечения сравнения текущего состояния датчиков с исходным состоянием можно использовать микросхему К561ЛП2 (DD2), которая представляет собой четыре логических элемента «исключающее ИЛИ», на входы каждого из которых заведен сигнал начального состояния датчика из регистра (инверсный) и сигнал текущего состояния соответствующего датчика. При выявлении несоответствия на выходе элемента появляется сигнал в виде логической «1».

Для объединения исходных сигналов сканера датчиков с целью их последующей обработки используется диодная матрица КДС627А (VD17), сигналы из которой поступают к устройству формирования часовых интервалов.

С целью формирования управляющего сигнала на основе сигнала о срабатывании датчиков используется триггер, построенный на логических элементах «ИЛИ-НЕ» микросхемы К561ЛЕ5 (DD5.1- DD5.3).

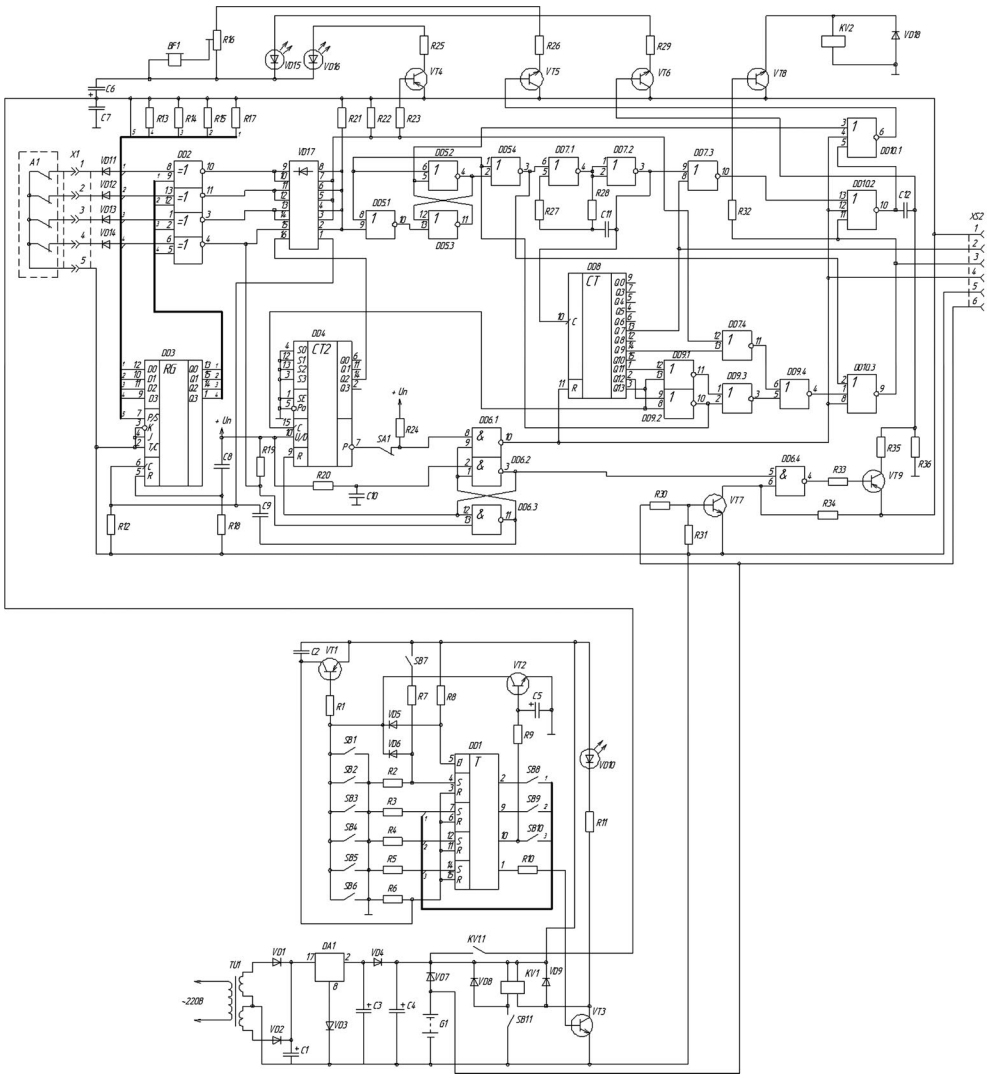


Рис. 23.2. Схема пульта охранной сигнализации

Для формирования часовых интервалов необходимо включить в схему генератор импульсов. Для его построения используются логические элементы микросхемы К561ЛЕ5 (DD7.1, DD7.2), резисторы R27, R28 и конденсатор C11.

Для реализации часовых интервалов различной длительности в качестве делителя частоты используется 14-разрядный асинхронный счетчик К561ИЕ16 (DD8), на который поступают импульсы с генератора.

Селектор часовых интервалов строится на базе логических элементов «ИЛИ-НЕ» микросхем К561ЛЕ5 и К561ЛЕ10 (DD9, DD7.4, DD10).

Кроме того, необходимо обеспечить режим ожидания начала отсчета первого часового интервала (12 с к переходу устройства в режим охраны после его

включения). С этой целью используется триггер, построенный на логических элементах «И-НЕ» микросхемы К561ЛА7 (DD6.1 — DD6.3).

В качестве устройства исходной коммутации для обеспечения возможности подключения устройств внешней сигнализации о проникновении на охраняемый объект используется реле РЭС48 (KV2), управление которым осуществляется посредством электронного ключа на транзисторе VT8.

С целью обеспечения удобства в использовании необходимо создать возможность ограничения общего времени работы блока исходной коммутации в том случае, когда датчики постоянно ложно срабатывают. Это можно осуществить посредством двоичного четырехразрядного счетчика К561ИЕ11 (DD4), который удобно применять для подсчета прироста данных.

Поскольку питание схемы является смешанным (с возможностью перехода на питание от аккумулятора при исчезновении напряжения в сети), то необходимо обеспечить контроль напряжения аккумулятора. В качестве контролирующего элемента используется биполярный транзистор в режиме электронного ключа (VT7), который должен реагировать на снижение напряжения ниже 9 В.

Для обеспечения удобства эксплуатации устройство охранной сигнализации должно иметь световую индикацию, которую можно реализовать с помощью светодиодов (VD10, VD15, VD16). Для управления работой светодиодов используются электронные ключи на базе транзисторов (VT3, VT4, VT6).

Поскольку включение и выключение системы из режима охраны с целью уменьшения потребляемой системой мощности лучше осуществлять за счет подачи и снятия напряжения питания, то для его коммутации можно использовать контакты поляризуемого реле РПС32Б (KV1), которое выполняет роль триггера. Особенностью такого реле является способность поддерживать контакты в необходимом положении при отсутствии напряжения на обмотке, но достаточно кратковременной подачи напряжения на соответствующую обмотку, чтобы переключить контакты. Выключение системы осуществляется за счет кратковременной подачи напряжения на вторую обмотку реле с помощью транзистора VT3, управление которым осуществляется кодовым выключателем.

Для обеспечения выключения системы из режима охраны посредством кодовой комбинации используется один из существующих вариантов построения кодового кнопочного выключателя с цифровой клавиатурой, схема которого изображена на рис. 23.3.

Схема кодового устройства собрана на одной микросхеме К561ТР2 (DD1), которая содержит четыре RS-триггера. Код состоит из четырех цифр. Кнопки с соответствующими цифрами нужно нажимать в заданной последовательности (SB7-SB8-SB9-SB10), в результате чего последний сработавший триггер откроет транзистор VT3, что и приведет к подаче напряжения для переключения реле KV1 [2]. Чтобы схема не оставалась долгое время в таком состоянии, используется транзистор VT2, который обеспечивает обнуление всех триггеров через определенное время, обусловленное зарядом конденсатора С2 через резистор R9. При нажатии (в процессе набора) ошибочной цифры происходит обнуление всех триггеров. Индикатором правильного набора номера является кратковременное свечение светодиода VD3.

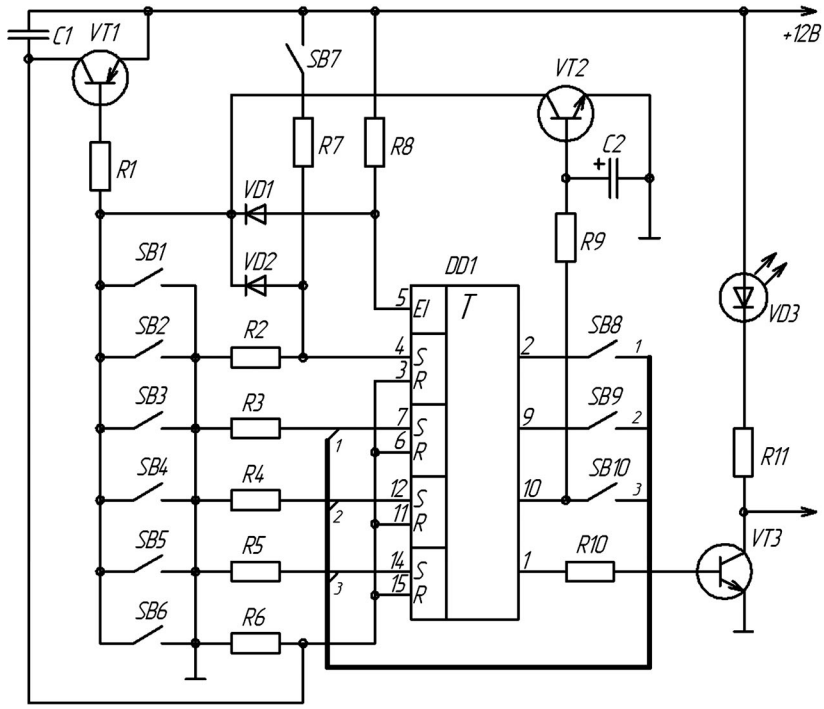


Рис. 23.3. Схема кодового кнопочного выключателя на RS-триггерах

Электрическая схема блока передачи информации о проникновении на охраняемый объект по телефонной линии (рис. 23.4) построена на базе специализированной микросхемы КР1008ВЖ1 (DD4) — электронного номеронабирателя с внутренней памятью на 22 цифры [8]. Устройство обеспечивает автоматический набор номера нужного абонента при появлении сигнала тревоги. Установление номера осуществляется при включенном переключателе SA1.

Автоматический набор номера осуществляется микросхемой при последовательном нажатии на клавиши «#» и «*». Эту комбинацию соединений выполняют электронные ключи на элементах DD2.1 и DD2.3 микросхемы К561КТ3 (вместо нажатия «#» достаточно прервать питание на выводе 6 микросхемы DD4). Для управления работой электронных ключей используются триггер К561ТМ2 (DD1) и счетчик импульсов К561ИЕ8 (DD3).

Импульсы кодового набора номера, которые поступают с выхода 12 микросхемы DD4, руководят работой транзистора VT4. Коммутацию телефонной линии при наборе номера осуществляют контакты герконового реле РЭС55А (KV1), что обеспечивает полную электрическую развязку цепей схемы от телефонной линии.

Схема микрофонного усилителя, собранная на транзисторах VT1-VT3 [9], питается от телефонной линии и подключается к ней контактами реле KV1.

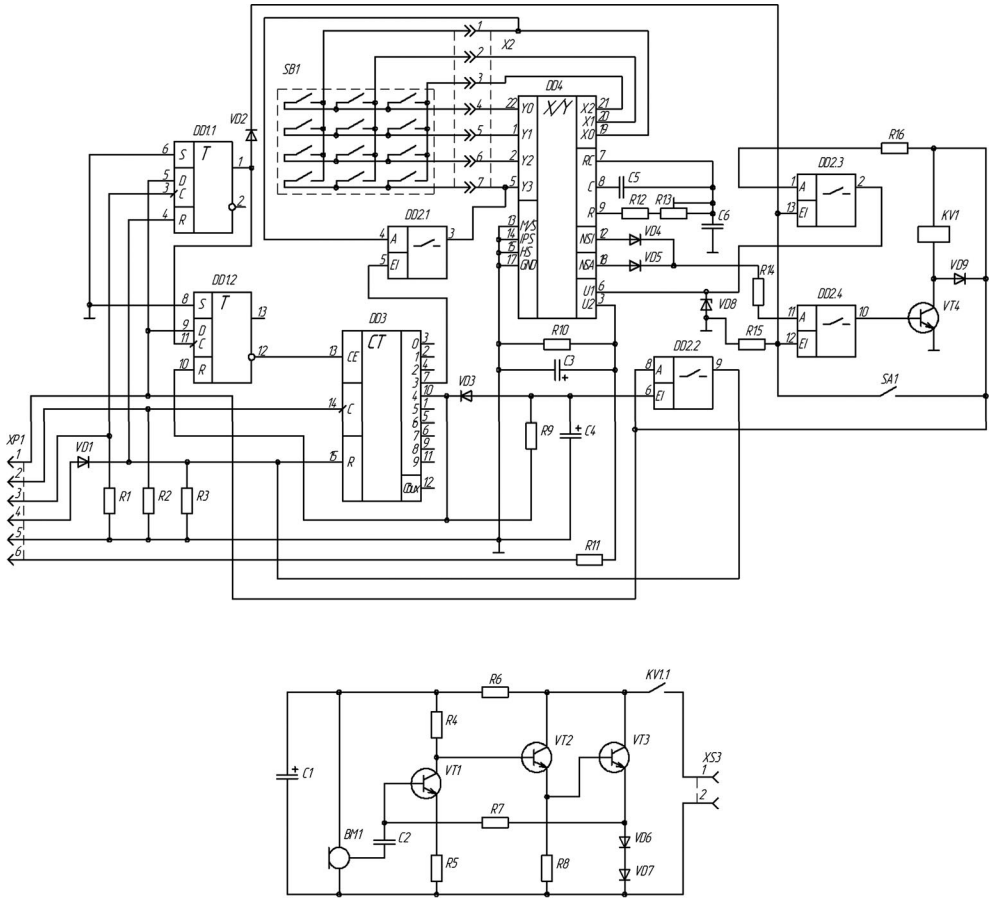


Рис. 23.4. Схема блока передачи информации по телефонной линии

23.2. Типы датчиков, применяемых в системах охранной сигнализации

Классификация датчиков, применяемых в охранной сигнализации, представлена на рис. 23.5.

По физическому принципу действия различают датчики:

— инфракрасные — обнаруживают тепловое излучение движущегося человеческого тела;

— ультразвуковые — излучают ультразвуковые колебания и принимают сигнал, отраженный от движущихся предметов;

— радиоволновые — излучают ультракоротковолновые колебания и принимают сигнал, отраженный от движущихся объектов;

— акустические — формируют сигнал тревоги при регистрации в охраняемой зоне характерного звука;

— барометрические — формируют сигнал тревоги при скачкообразном падении атмосферного давления в охраняемом помещении;



Рис. 23.5. Класификация датчиков охранной сигнализации

— инерционные — формируют сигнал тревоги с использованием инерционных свойств предметов;

— сейсмические — формируют сигнал тревоги в случае регистрации в конструкции характерных колебаний, которые возникают при разрушении известными инструментами;

— пьезоэлектрические — используют свойство возникновения разности потенциалов на противоположных гранях пьезокристалла при его деформации;

— электроконтактные — формируют сигнал тревоги при размыкании электрического контакта;

— магнитоконтактные — формируют сигнал тревоги при размыкании геркона вследствие удаления от него магнитного элемента;

— комбинированные — сочетают в себе два или более физических принципа действия (например, инфракрасный и акустический, инфракрасный и радиоволновой и т.д.).

По способу передачи данных различают:

— проводные датчики;

— беспроводные (радиоканальные) датчики.

По типу извещателя датчики делятся на:

— активные — являются источниками волн различной физической природы;

— пассивные — не являются источниками волн;

— комбинированные — сочетают в себе активный и пассивный способ работы.

По местам размещения датчики можно классифицировать на:

— периферийные — ведут наблюдение за внешней зоной (забор, ограда);

— периметрические — защищают стены, ставни, перегородки охраняемого владения;

— внутренние — применяются для наблюдения за определенными зонами внутри охраняемого объекта.

По типу обнаруживаемых тревожных событий существуют датчики:

— открывания — размыкают охранную цепь в случае вторжения через окно или дверь;

— разрушения — устанавливаются обычно на перегородках;

— движения и объемного слежения — используются для наблюдения за перемещениями в зонах; реагируют на присутствие и движение и эксплуатируются в замкнутых помещениях.

Следует более подробно сказать о некоторых типах датчиков, которые наиболее часто встречаются в составе охранных систем.

Датчики открывания

Задача датчиков открывания состоит в сообщении о попытках любого проникновения через дверь, окна, гаражные ворота, ставни и т.д. Данный тип датчиков чаще всего размещают на дверях охраняемых помещений или окнах (если наблюдение не обеспечивается каким-либо другим датчиком, например, активным инфракрасным датчиком движения).

В некоторых датчиках используется по две пары проводников, одна из которых стоит в цепи обнаружения, а другая — в цепи автоматической защиты, предназначенной для выявления умышленных обрывов кабеля [1].

Преимуществами датчиков открывания являются простота конструкции, высокая надежность и экономичность. К недостаткам можно отнести наличие соединительного кабеля и сложность скрытной установки.

Чаще всего датчиками открывания являются магнитоконтактные датчики (герконы), реже — электроконтактные. Магнитоконтактный датчик состоит из двух частей — геркона (рис. 23.6), который закрепляется на неподвижном элементе охраняемого входа, и магнита (обеспечивает работу электрического контакта), прикрепленного на подвижной части окна или двери.

Когда обе части датчика находятся друг против друга, магнит притягивает пластинку электрического контакта, вызывая его замыкание. При открывании окна (двери) контакт разрывается и подается сигнал тревоги.

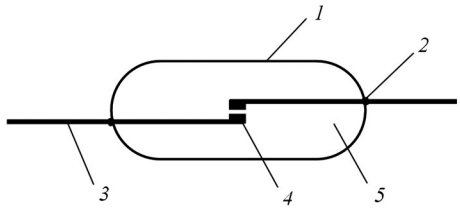


Рис. 23.6. Конструкция геркона: *1* — стеклянный корпус; *2* — спай металл/стекло; *3* — монтажный вывод; *4* — контакт; *5* — инертный газ

Датчики разрушения

К датчикам разрушения можно отнести детекторы разбития стекла, ударов или воздействия на стены.

Принцип работы **датчиков разбития стекла** заключается в реагировании на колебания с частотой в пределах 1,5 кГц, которые возникают при разбивании стекла, или более высокой частоты в случаях, когда стекло вырезается специальным инструментом. Наиболее совершенные модели способны анализировать спектр звуковых шумов в помещении. Если спектр шума содержит составляющую, совпадающую со спектром повреждаемого стекла, то происходит срабатывание датчика. Один такой датчик (рис. 23.7) может охранять стеклянные поверхности (окна, витрины и т.п.) площадью до 10 м^2. В последнее время появились двухпороговые датчики разбития стекла, которые регистрируют звук удара по стеклу и звон разбиваемого стекла. Для индикации тревоги такой датчик должен зарегистрировать два соответствующих сигнала с интервалом не более 150 мс. Чувствительность датчиков разбития стекла регулируется с помощью имитатора разбивания стекла.



Рис. 23.7. Датчик разбития стекла

В качестве датчиков разбития стекла наиболее часто используются электромеханические, акустические и пьезоэлектрические датчики.

Конструкция *электромеханического датчика* в чем-то схожа с конструкцией геркона — в герметической ампуле находятся два электрических контакта в виде нитей, полупогруженные в ртуть. При разбитии стекла колебания,

возникшие при этом, вызывают кратковременное размыкание электрического контакта. Недостатком данного типа датчиков является сложность их настройки на определенную частоту колебаний.

При использовании **акустического датчика** колебания воспринимаются микрофоном, сигнал усиливается и анализируется электронной схемой. Недостатком данного типа датчиков может являться сложность в настройке чувствительности микрофона; исключение кратковременных колебаний сигнала, обусловленных паразитными шумами, достигается с помощью установки специального фильтра.

Наиболее точным из описанных типов датчиков является **пьезоэлектрический датчик**. Он, в отличие от предыдущих, обладает высокой избирательностью, не реагируя на колебания низких частот, возникающие при ударе по стеклу (без разбития). Чаще всего данный тип датчиков реагирует на колебания разбиваемого стекла, частота колебаний которых находится в пределах 200 кГц.

В качестве **датчиков удара** используются **вибродатчики с шариками** или **датчики с подвижным инерционным грузом** [1]. В первом случае в состоянии покоя электрический контакт постоянно замкнут, один или оба шарика свободно лежат на двух контактах (рис. 23.8). Под воздействием удара шарики отскакивают от контактов, размыкая цепь, что анализируется электронной схемой. Чувствительность датчика регулируется путем настройки его электронной схемы.

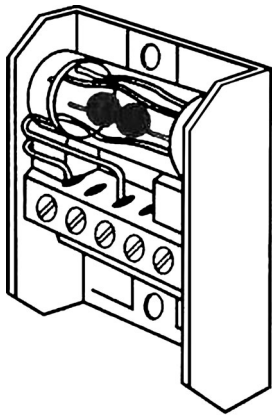


Рис. 23.8. Вибродатчик с шариками

В датчиках с подвижным инерционным грузом внутри цилиндрического контакта, закрепленного на конце пружины, закреплен небольшой груз. Во время удара груз касается цилиндрического контакта, замыкая электрическую цепь.

В качестве **датчиков воздействия на стены** могут выступать **сейсмические (пьезокерамические), кабельные** и **датчики с ленточными проводниками (шлейфы).**

Сейсмические датчики регистрируют вторжение через стену или другую перегородку с помощью специальных инструментов (термических или механических). В большинстве случаев датчики данного типа жестко вмонтированы в стены помещений (или приклеены к стенке сейфа). При вторжении пьезокерамический приемник вследствие прямого пьезоэффекта вырабатывает сигнал с частотой в несколько килогерц, который обрабатывается электрической схемой.

Кабельные датчики применяются, в основном, для установки на внешних ограждениях (например, на заборе). При воздействии на проволочную решетку и нарушении ее целостности регистрируется изменение диэлектрической проницаемости коаксиального кабеля, который используется в качестве датчика.

Шлейфы представляют собой ленту из тонкой алюминиевой фольги. Она клеится на стену (стекло, дверь и т.д.). При разрушении основания, на которое она наклеена, лента рвется, и, как следствие, цепь протекания электрического тока разрывается. Для подключения к цепи охранной сигнализации лен-

та и проводник зажимаются в держателе, который клеится к тому же основанию, что и лента.

Датчики присутствия и движения

Это наиболее сложный тип датчиков, применяемых в системах охранных сигнализаций.

Назначение датчиков присутствия заключается в детектировании нахождения людей в контролируемой зоне, а датчиков движения — в регистрации перемещений нарушителей либо лиц, имеющих разрешение, в местах, где отсутствует защита дверей, окон и т.п.

Главным отличием датчиков присутствия и движения является то, что выходной сигнал датчика присутствия вырабатывается постоянно, независимо от движения постороннего объекта, а выходной сигнал датчика движения появляется только при перемещении объекта.

Присутствие человека можно определить по таким параметрам, как тепло его тела, вес, диэлектрическая проницаемость и т.д. Для определения наличия людей и их перемещений существуют следующие типы датчиков [10]:

— фотоэлектрические — реагируют на пересечение луча света движущимся объектом;

— лазерные — похожи на фотоэлектрические, но используют узкие световые лучи и систему отражателей;

— акустические — реагируют на звуки, которые сопровождают нарушителя;

— ультразвуковые — реагируют на ультразвуковые колебания, отраженные от объекта;

— микроволновые — реагируют на сверхвысокочастотные электромагнитные волны, отраженные от объекта;

— емкостные — детектируют изменение емкости под воздействием человеческого тела;

— инфракрасные — реагируют на тепловые волны, которые исходят от движущихся объектов;

— электроконтактные — вырабатывают электрический сигнал под воздействием веса человека;

— электростатические — определяют статические электрические заряды, которые переносятся движущимися объектами.

Приведенную выше классификацию следует считать приближенной, так как физические принципы действия некоторых датчиков очень похожи. Далее представлено краткое описание датчиков, наиболее часто используемых в системах охранной сигнализации.

Фотоэлектрические датчики позволяют контролировать одновременно несколько зон, расположенных в одной плоскости, например, окно и дверь, расположенные на одной стене. Конструктивно данный тип датчиков состоит из источника световых лучей и фотоприемника. Сигнал тревоги подается при прерывании светового луча, когда его пересекает движущийся объект. Главными недостатками данного типа датчиков являются их сравнительно большое энергопотребление и невозможность работы в оптически загрязненных помещениях (наличие пыли и т.д.).

Ультразвуковые датчики состоят из модуля ультразвукового излучения и приемника. Частота излучаемого сигнала — 22—40 кГц [3]. Принцип работы этих датчиков основан на эффекте Доплера, который заключается в изменении частоты звукового сигнала при его отражении от движущегося объекта. Датчик подает сигнал тревоги при достижении определенного порога ослабления принимаемого сигнала. Степень ослабления задается электронной схемой. Радиус действия данного типа датчиков равен порядка 10—12 м.

Микроволновые датчики содержат размещенные в одном корпусе приемник и передатчик, настроенные на частоту примерно 10 ГГц, антенную систему, которая создает электромагнитное поле в окружающем пространстве и принимает отраженные сигналы, а также электронный блок обработки, способный выделить сигналы, обусловленные движущимся нарушителем, на фоне помех. Радиус действия микроволновых датчиков составляет десятки метров. Сигнал микроволнового датчика способен проникать через тонкие стены и стекло, что необходимо учитывать при настройке датчика во избежание ложных срабатываний.

Перемещение движущегося объекта приводит к появлению изменяющегося во времени отраженного сигнала. Различают два эффекта: изменение пространственной картины стоячих волн и частотный сдвиг отраженной от движущегося человека волны (эффект Доплера). Микроволновые датчики, реализующие первый эффект, называются амплитудно-модуляционными, а второй — доплеровскими [11].

Наибольшее распространение получили доплеровские микроволновые датчики, поскольку они имеют более высокую чувствительность. Доплеровский сдвиг частоты возникает при движении объекта вдоль луча, при этом частота отраженного сигнала возрастает (при приближении к датчику) или уменьшается (при удалении от датчика).

Для борьбы с помехами сети современные микроволновые датчики оснащаются режекторными фильтрами, которые исключают нежелательные гармоники сети. Гораздо труднее бороться с другими источниками помех (мелкие животные и птицы, установочная арматура включенных ламп дневного света, вибрация от работающего электрооборудования, потоки дождевой воды на стеклах; движение воды в пластиковых трубах и т.д.), вызывающими ложные срабатывания доплеровских микроволновых датчиков.

В настоящее время все большей популярностью пользуются **инфракрасные датчики**. Они бывают как активного, так и пассивного типа.

Инфракрасные датчики активного типа состоят из приемника и излучателя инфракрасного света, расположенных друг напротив друга в зоне прямой видимости. Принцип обнаружения инфракрасных датчиков активного типа основан на пересечении нарушителем инфракрасного луча, направленного от излучателя к приемнику, а в многолучевых — при перекрытии двух или более лучей.

Чаще в охранных системах встречаются **инфракрасные датчики пассивного типа (оптико-электронные)**, которые являются практически неотъемлемой частью охранных систем любого объекта. Для того чтобы нарушитель был обнаружен датчиком, необходимо выполнение некоторых условий [12]:

— нарушитель должен пересечь в поперечном направлении луч зоны чувствительности датчика;

— движение нарушителя должно происходить в определенном интервале скоростей;

— чувствительность датчика должна быть достаточной для регистрации разницы температур поверхности тела нарушителя (с учетом влияния его одежды) и фона (стены, пол).

Инфракрасные датчики отличаются между собой, в основном, формой зоны чувствительности и устойчивостью к ложным срабатываниям. Зона чувствительности инфракрасных датчиков для систем охранной сигнализации представляет собой сектор (90°—110°).

Инфракрасные пассивные датчики состоят из трех основных блоков:

— оптической системы, с помощью которой формируется диаграмма направленности датчика и определяются форма и вид его пространственной зоны чувствительности;

— пироприемника, функции которого заключаются в регистрации теплового излучения;

— блока обработки сигналов пироприемника, в котором выделяются сигналы, обусловленные движущимся человеком, на фоне естественных или искусственных помех.

Большинство инфракрасных датчиков пассивного типа построены с использованием линз Френеля, к достоинствам которых относится низкая себестоимость и простота конструкции.

Современные высокотехнологичные линзы Френеля по своим оптическим характеристикам практически не уступают зеркальной оптике.

Зеркальная оптика как единственный элемент оптической системы применяется достаточно редко. Ее преимуществом является возможность более точной фокусировки и, как следствие, увеличение чувствительности. Использование нескольких зеркал специальной формы позволяет обеспечить практически постоянную чувствительность по расстоянию (на 60 % выше по сравнению со стандартными линзами Френеля) [12].

В высококачественных инфракрасных датчиках используется комбинация линз Френеля и зеркальной оптики. При этом линзы Френеля используются для формирования зоны чувствительности на средних расстояниях, а зеркальная оптика — для формирования ближней зоны, расположенной непосредственно под местом установки датчика (антисаботажная зона), и для обеспечения очень большого расстояния обнаружения.

В инфракрасных датчиках обычно используются сдвоенные (дифференциальные, DUAL) или счетверенные (DOUBLE DUAL) пироэлементы. Это связано с тем, что одиночный пироэлемент одинаковым образом реагирует на любое изменение температуры независимо от того, чем оно вызвано, что приводит к повышению частоты ложных срабатываний. В дифференциальной схеме производится вычитание сигнала одного пироэлемента из другого, что позволяет существенно подавить помехи, связанные с изменением температуры фона, а также заметно снизить влияние световых и электромагнит-

ных помех. Сигнал от движущегося человека возникает на выходе сдвоенного пироэлемента только при пересечении человеком луча зоны чувствительности.

Полезный сигнал на фоне помех выделяется путем анализа параметров сигнала на выходе пироприемника (величины, формы и длительности сигнала). Полезный сигнал от человека, который пересекает луч зоны чувствительности датчика, представляет собой практически симметричный двухполярный сигнал. Его длительность зависит от скорости перемещения человека, расстояния до датчика, ширины луча и может составлять приблизительно 0,02—10 с при регистрируемом диапазоне скоростей перемещения 0,1—7 м/с.

Основным параметром, который анализируется всеми датчиками, является величина (уровень) сигнала. В простейших датчиках этот параметр является единственным, и его анализ производится путем сравнения сигнала с некоторым порогом, который и определяет чувствительность датчика и влияет на частоту ложных тревог.

В более сложных датчиках блок обработки анализирует двухполярность и симметрию формы сигналов с выхода дифференциального пироприемника.

Анализ длительности сигналов может проводиться как прямым методом измерения времени, в течение которого сигнал превышает некоторый порог, так и в частотной области путем фильтрации сигнала с выхода пироприемника.

На надежную работу инфракрасных датчиков также влияют температурные особенности окружающей среды. При снижении температуры окружающей среды (при внешнем расположении датчика) ниже –20 °С его чувствительность резко снижается (более чем в 2 раза); а при температуре свыше +32 °С датчик практически не способен детектировать наличие человека.

Для устранения срабатываний инфракрасного датчика от мелких животных используются либо специальные линзы с зоной нечувствительности от уровня пола до высоты ≈ 1 м, либо специальные методы обработки сигналов (датчики серии IP фирмы SENTROL, датчик MC-550T фирмы C&K) [13]. Следует учитывать, что специальная обработка сигналов позволяет игнорировать животных, если их вес не превышает 7—15 кг и они приближаются к датчику не ближе чем на 2 м.

Еще одним защитным элементом, которым оборудованы практически все современные датчики, является контактный датчик вскрытия, сигнализирующий о попытке открывания или взлома корпуса датчика. Реле датчиков вскрытия и маскирования подключаются к отдельному шлейфу охраны.

Изготовлением инфракрасных датчиков для систем охранной сигнализации занимается множество фирм. Ниже приведена информация о некоторых из них [12].

Фирма CROW Electronic Engineering Ltd. (Израиль) выпускает широкую номенклатуру относительно дешевых, но надежных и хорошо зарекомендовавших себя моделей датчиков. В конструкции этих датчиков используются высококачественные пылезащищенные сменные линзы, сдвоенные и счетверенные пироэлементы, обеспечивается высокая степень защиты от попадания прямого света, электромагнитного и радиочастотного излучения, предусмотрена автоматическая термокомпенсация.

В GENIUS используется двойная оптика, имитирующая трехмерное стереовидение. Этот датчик позволяет игнорировать сигналы от мелких животных. D&D является аналогом GENIUS в уличном исполнении — в нем обеспечены влагозащита и адаптация к изменениям температуры, ветра и фонового шума.

В датчиках серии SRP применяется комбинированная оптика на линзах Френеля и зеркалах для защиты зоны непосредственно под датчиком. Датчики SRP-600 и SRP-700 могут комплектоваться линзами черного цвета для повышения защиты от засветки.

Фирма PYRONIX Ltd. (Великобритания) производит датчики, в которых используются запатентованные алгоритмы:

— IFT (независимые плавающие пороги) — порог срабатывания устанавливается на низком уровне внутри частотного диапазона полезного сигнала (0,6...10 Гц) и на более высоком уровне вне этого частотного диапазона;

— ISPP (алгоритм чередующихся знаков) — подсчет импульсов ведется только для сигналов с противоположной полярностью;

— ISGP3 (счетчик групповых последовательностей) — подсчитываются только группы импульсов, имеющих противоположную полярность, и состояние тревоги возникает при появлении трех таких групп в течение установленного времени.

Фирма SENTROL (США) выпускает продукцию не только под своей торговой маркой, но и под торговой маркой ARITECH Europe (последние имеют в своем названии префикс EV).

Серия AP (у ARITECH — EV-200, EV-600) использует прецизионную зеркальную оптику со сменными зеркальными масками. В датчиках AP950AM (EV-289) используется схема антимаскинга.

Серия датчиков Sharpshooter 6100 использует сменные линзы Френеля. Диапазон рабочих температур от –40 °С до +50 °С. Имеются модификации в пылевлагозащитном исполнении, в том числе в высокопрочном алюминиевом корпусе. Допускается внутренняя и наружная установка. Рекомендуются производителем для любых применений — от школ до военных объектов.

В серии датчиков PI используется прецизионная оптика, реле вскрытия корпуса, улучшена помехозащищенность по свету, электромагнитным и радиопомехам, игнорируются мелкие животные на расстоянии более 1,9 м от датчика за счет цифровой обработки, присутствует динамическая самодиагностика (тестируются цепи обработки информации, канал обнаружения, включая пироэлемент).

Инфракрасные датчики российского производства представлены на рынке охранных сигнализаций серией «ФОТОН». В этих датчиках используются линзы Френеля и сдвоенные пироприемники.

Чтобы повысить эффективность детектирования и максимально исключить ложные срабатывания, были созданы **комбинированные датчики**.

Фирма PARADOX SECURITY SYSTEMS (Канада) выпускает комбинированные датчики (инфракрасные + микроволновые) серии VISION. В датчиках применяются сдвоенные или счетверенные пироприемники [11].

Фирма CROW Electronic Engineering Ltd. выпускает два типа комбинированных датчиков DXR и SRX-1000. В датчиках используются сдвоенные пироэлементы и микрополосовые антенны, температурная компенсация, защита от электромагнитного и радиочастотного излучения, защита от попадания прямого солнечного света, регулировка чувствительности, быстросъемные пылезащитные высококачественные линзы, датчики вскрытия.

Фирма PYRONIX Ltd. производит серию датчиков, в которых реализованы сдвоенные или счетверенные пироэлементы, герметичная инфракрасная оптика, технология поверхностного монтажа, высокая степень защиты от радиопомех, защита антисаботажной зоны, датчик вскрытия.

В датчике EQUINOX-AM дополнительно реализована функция антимаскинга, которая основана на анализе микроволнового рассеяния в ближней зоне.

Фирма C&K Systems, Inc. (США) является одним из основоположников двойной технологии [11] и производит комбинированные датчики (инфракрасные + микроволновые) с 1982 г.

В датчиках фирмы C&K используется комбинированная зеркально-линзовая оптика с защитой антисаботажной зоны. Фирма C&K использует в своих датчиках волноводные рупорные антенны, реализует автоматическую температурную компенсацию инфракрасного канала, регулировку чувствительности СВЧ канала. В датчиках этой фирмы происходит аналого-цифровое преобразование и цифровая обработка обеих сигналов — и с инфракрасного, и с микроволнового детекторов. Микропроцессор, анализируя различные параметры сигналов, принимает решение о срабатывании каждого детектора комбинированного датчика, определяет время между срабатываниями каждого из детекторов, и если за заданное время произошел определенный набор срабатываний, выдается сообщение о тревоге.

Датчики серии DT-500 рекомендованы для использования в жилых помещениях, их главная особенность — игнорирование мелких и крупных домашних животных массой до 45 кг. Отсутствие срабатывания от животных достигается за счет усовершенствованного алгоритма обработки и использования низкочастотного диапазона — с понижением частоты уровень сигнала, отраженного от объектов малого размера, заметно снижается по сравнению с сигналом от человека.

Датчики серии DT-900 отличаются повышенной надежностью и рекомендуются для профессионального использования. Главная особенность этой серии — наличие схемы антимаскинга, основанной на использовании дополнительного активного инфракрасного канала. В конструкции датчиков этой серии используются три различных датчика вскрытия. Зеркальная оптика формирует 5—6 ярусов инфракрасных лучей, согласованных с диаграммой направленности сверхвысокочастотной антенной системы, обеспечивает полную защиту от зоны непосредственно под датчиком до 15—60 м.

Общим недостатком описанных комбинированных (или дуальных) датчиков являются высокая себестоимость и ограничение поля наблюдения зоной, общей для обоих типов устройств, поэтому в последнее время начинают появляться дуальные датчики на основе ультразвуковых и инфракрасных.

Литература

1. Кадино Э. Электронные системы охраны: Пер. с фр. — М.: ДМК Пресс, 2001. — 256 с.
2. Домрачев В.Г. и др. Схемотехника цифровых преобразователей перемещений: Справочное пособие. — М.: Энергоатомиздат, 1987. — 392 с.
3. Аналоговые и цифровые интегральные микросхемы: Справочное пособие / Под ред. С.В. Якубовского — 2-е изд., перераб. и доп.— М.: Радио и связь, 1985.— 432 с.
4. Электрические измерения неэлектрических величин / Под ред. П.В.Новицкого. — Л.: Энергия, 1975. — 576 с.
5. Зубчук В.И., Сигорский В.П., Шкуро А.Н. Справочник по цифровой схемотехнике. — Киев.: Техника, 1990. — 446 с.
6. Кизлюк А.И. Справочник по устройству и ремонту телефонных аппаратов зарубежного и отечественного производства / 3-е изд. испр. и доп. — М.: АНТЕЛКОМ, 1999. — 207 с.
7. Фрайден Дж. Современные датчики: Справочник: Пер. с англ. — М.: Техносфера, 2005. — 592 с.
8. Шелестов И.П. Радиолюбителям: полезные схемы. — М.: Солон-Р, 2001. — 224 с.
9. Шило В.Л. Популярные цифровые микросхемы: Справочник. — 2-е изд., испр. — М.: Радио и связь, 1989. — 350 с.
10. http://www.texinvest.ru/alarmsys/alarmsys2006.11.24.htm.
11. http://security-systems.com.ua/support/recommendation/complex_dat.
12. http://bud-inform.com.ua/news/2004/12/08/ik_passivnye_datchik_999.html.
13. http://smi.kuban.info/article/62796/communikacia.

ГЛАВА 24

ДАТЧИКИ И ПРИБОРЫ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ

24.1. Классификация и условия работы авиационных датчиков и приборов

Классификация бортового оборудования позволяет на этапах разработки новой машины подобрать оптимальное количество и состав тех датчиков, приборов и систем, которые должны быть на борту для обеспечения целенаправленного перемещения летательного аппарата (ЛА) в воздушном пространстве [1].

Датчики и приборы летательных аппаратов можно классифицировать по следующим признакам:

— назначение;
— выходной сигнал;
— способ представления информации;
— дистанционность действия.

По назначению их можно разделить на такие группы:

— пилотажно-навигационные приборы и датчики;
— приборы и датчики контроля режимов работы бортовых агрегатов;
— медико-биологические приборы и датчики;
— приборы и датчики для измерения параметров окружающего пространства.

Пилотажно-навигационные приборы и датчики определяют линейные и угловые координаты положения ЛА и их производные: географическую широту и долготу, высоту полета, скорость полета, курс, углы тангажа и крена, углы атаки и скольжения, угловые скорости, линейные ускорения и др.

К физическим параметрам, которые определяются приборами и **датчиками контроля режимов работы** бортовых агрегатов, относятся давление, температура, расход жидкостей и газов, количество (уровень) жидкости, угловая скорость вращения вала двигателя и т.п.

Медико-биологические приборы и датчики предназначены для контроля параметров, характеризующих жизнедеятельность организма человека или животного в обитаемых космических ЛА, а именно: частота пульса, частота и глубина дыхания, температура тела, давление крови, биотоки мышц и др.

Приборы и **датчики для измерения параметров окружающего пространства** выдают информацию о составе, концентрации, давлении, плотности и температуре межпланетного вещества, о зарядах частиц этого вещества и корпускулярных потоках Солнца, об энергетическом и химическом спектре космических лучей, о параметрах магнитных, гравитационных и электрических полей, окружающих планеты, и т.д.

По выходному сигналу приборы делятся на следующие основные виды:

— визуальные приборы с выходным сигналом, воспринимаемым органами зрения человека (перемещение стрелки, светового луча, электронного луча, цифровая индикация и т.д.);
— акустические приборы с выходным сигналом, воспринимаемым органами слуха человека (сила или тональность звука, смысловое сообщение и т.д.);
— приборы с выходным сигналом, воспринимаемым органами осязания человека (механическое, электрическое или химическое раздражение).

Датчики **по выходному сигналу** подразделяются на датчики:

— с электрическим выходным сигналом;
— с гидравлическим или пневматическим выходным сигналом;
— с механическим выходным сигналом;
— с оптическим выходным сигналом;
— с акустическим выходным сигналом.

По способу представления информации визуальные приборы делятся на следующие виды:

— приборы со стрелочной индикацией;
— приборы с изобразительной индикацией;
— приборы с цифровой индикацией.

Датчики **по способу представления информации** можно разделить на два вида:

— датчики с непрерывными сигналами;
— датчики с дискретными сигналами.

По дистанционности действия приборы можно разделить на два вида:

— приборы недистанционного действия;
— дистанционные приборы.

Во многих случаях в состав авиационных приборов входят первичные измерительные **преобразователи перемещений**, которые классифицируются следующим образом [7, 8]:

— по характеру измеряемых перемещений: линейные и угловые;
— по физическому принципу действия чувствительного элемента (фотоэлектрические, электростатические, пьезоэлектрические, электроакустические, электромагнитные, электромеханические);
— по структуре построения: с последовательным преобразованием, дифференциальные, компенсационные;
— по характеру выходного сигнала: непрерывные и дискретные;
— по параметру выходного сигнала, линейно зависящего от перемещения: непрерывные подразделяются на амплитудные, частотные, фазовые; дискретные — на амплитудно-импульсные, частотно-импульсные, время-импульсные, число-импульсные, кодоимпульсные.

Датчики с частотным выходом, в свою очередь, классифицируются следующим образом [2, 8]:

— по физической природе: механические, акустические, корпускулярные и др.;
— по принципу действия: резонаторные, частотно-зависимые, развертывающие и интеграторные;
— по режиму работы: работающие в режиме свободных и вынужденных колебаний;
— по типу используемых элементов (с сосредоточенными и распределенными параметрами).

Установленные на борту самолета приборы и датчики работают в условиях, значительно отличающихся от наземных. Эти условия можно разделить на внутренние и внешние [6]. Внешние условия зависят от окружающей воздушной среды, метеорологической обстановки, электромагнитных и световых излучений, возмущенности магнитного поля Земли, электростатических полей и т.п. Внешние условия изменяются от различных случайных величин и учесть их влияние на работу приборов и датчиков достаточно сложно. Большинство единиц оборудования, как правило, размещается внутри воздушного судна, и его функционирование зависит от физических условий внутри кабин и отсеков. Внутренние условия задаются при проектировании и выборе состава бортового оборудования и поддерживаются в полете с помощью автоматических устройств в заданных пределах.

Если же не предпринимать специальные меры, то климатические условия окружающей среды внутри воздушного корабля могут изменяться в таких пределах:

— температура воздуха — от —60 до +60 °С, вблизи источников тепла она может достигать более 250 °С;
— давление воздуха — от 700...800 мм рт. ст. у поверхности Земли (760 мм рт. ст. = 101,32 кПа) до 40 мм рт. ст. на высоте 20000 м;
— плотность воздуха от 1,2255 до 0,0879 кг/м^3 при изменении высоты от 0 до 20000 м;
— относительная влажность — от 0 до 100%.

Кроме климатических воздействий на работу приборов и датчиков существенно влияют вибрации и перегрузки (механические воздействия). Так, линейные ускорения центра масс (ц.м.) самолета достигают 5...10 g, вибрационные линейные ускорения в местах крепления приборов — от единиц до нескольких тысяч герц по частоте и от единиц до нескольких десятков g по ускорению. Угловые ускорения, вызванные колебаниями самолета относительно ц.м., могут достигать нескольких десятков $1 / c^2$; а угловые ускорения, вызванные изгибными и крутильными колебаниями конструкции самолета, — до нескольких герц по частоте и нескольких десятков $1 / c^2$ по амплитуде.

В связи с этим при проектировании и изготовлении авиационных датчиков и приборов необходимо обеспечить выполнение ряда общих и специальных требований, основные из которых сводятся к следующим:

— минимальные масса, габариты и стоимость;

— высокая надежность функционирования элементов и систем в пределах установленного для них ресурса времени работы и температуры окружающей среды от — 60 до + 60...80 °С при влажности до 100%;
— работоспособность оборудования независимо от положения самолета в пространстве и возможных вибрационных и ударных воздействий;
— отсутствие влияния отдельных видов оборудования на работу соседних агрегатов и систем;
— высокая точность измерения, стандартизация отдельных элементов и всего оборудования в целом.

К авиационным приборам и датчикам предъявляют многочисленные требования, которые условно можно разбить на четыре группы:

— **технические** — точность, надежность, ресурс, время подготовки к работе и т.д.;
— **эксплуатационные —** контролеспособность, возможность замены при отказах, наличие предохранительной блокировки и сигнализации, безопасность работы с устройствами, невозможность неправильного подключения и др.;
— **производственно-технологические** требования, которые должны обеспечивать следующие характеристики оборудования:
  • минимальные масса и габаритные размеры;
  • унификация элементов и систем;
  • минимальное потребление энергии;
  • помехоустойчивость;
  • простота изготовления.
— **экономические** требования, определяющие минимальную стоимость разработок, изготовления и эксплуатации.

24.2. Пилотажно-навигационные датчики и приборы летательных аппаратов

Угловое положение самолета относительно плоскости горизонта характеризуется углами крена γ и тангажа θ, а в плоскости горизонта — углом рыскания ψ. Изменение этого положения оценивается угловыми скоростями и ускорениями, которые являются первой и второй производными угловых координат во времени.

Для измерения угловых положений, скоростей и ускорений используют **гироскопические приборы и датчики**, которые позволяют экипажу визуально контролировать пространственное положение ЛА, а также вводить эти данные в виде электрических сигналов в автоматические или директорные системы управления и навигации [3, 4, 6, 8].

Наиболее распространены гироскопические приборы, в основу работы которых положены свойства трехстепенных (авиагоризонты, гировертикали, гирополукомпасы) или двухстепенных гироскопов (указатели поворота, выключатели коррекции и др.).

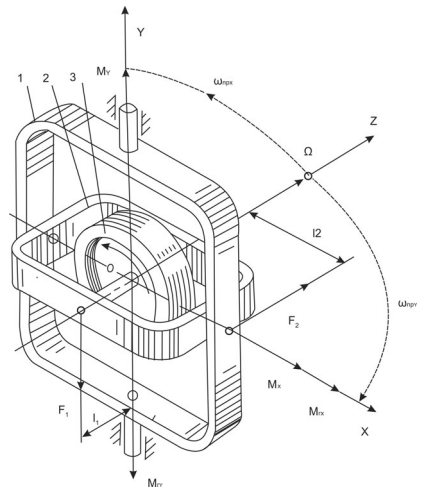


Рис. 24.1. Схема гироскопа с тремя степенями свободы: 1 — внешняя рамка; 2 — внутренняя рамка; 3 — ротор

Гироскоп представляет собой быстровращающееся твердое тело (ротор), имеющее одну неподвижную точку и две или три степени свободы в пространстве. На рис. 24.1 показано схематическое устройство гироскопа с тремя степенями свободы. Ось OZ, относительно которой совершается вращение ротора 3, называется главной осью гироскопа. Для создания степеней свободы относительно осей OX и OY ротор устанавливается в рамках карданова подвеса. Его оси внешней 1 и внутренней 2 рамок подвеса взаимно перпендикулярны и пересекаются с главной осью гироскопа в центре подвеса — в точке O.

Устойчивость положения ротора свободного (гироскоп, на котором не сказывается воздействие момента внешних сил) астатического гироскопа в пространстве характеризуется кинетическим моментом гироскопа (считаем, что векторы угловой скорости движения элементов гироскопа и моментов сил направлены на наблюдателя, если их движение происходит против стрелки часов):

$$H = \Omega I_Z, \tag{24.1}$$

где Ω — угловая скорость ротора; I_Z _ полярный момент инерции ротора.

Предположим, что на внутреннюю рамку воздействует сила F_1, которая на плече l_1 создает момент внешних сил M_X, стремящийся повернуть рамку вокруг оси OX с угловой скоростью ω_X. В результате возникновения поворотного (кориолисового) ускорения в роторе образуется момент $M_{ГY}$, называемый гироскопическим моментом. Его величина определяется из выражения

$$M_{ГY} = \Omega I_Z \omega_X = H\omega_X. \tag{24.2}$$

Под воздействием этого момента гироскоп поворачивается относительно оси OY — возникает прецессия гироскопа. Угловая скорость прецессии $\omega_{ПРY}$ зависит от кинетического момента H ротора гироскопа и приложенного момента M_X внешних сил:

$$\omega_{ПРY} = \frac{M_X}{H}. \tag{24.3}$$

Аналогичное явление прецессии относительно оси OX возникает при наложении момента $M_Y = F_2 l_2$ в результате возникновения гироскопического момента

$$M_{ГX} = H\omega_Y. \tag{24.4}$$

Угловая скорость прецессии в этом случае определится из выражения

$$\omega_{ПРX} = \frac{M_Y}{H}. \tag{24.5}$$

Направление прецессии таково, что при своем движении под действием внешних моментов вектор $\overline{\Omega}$ угловой скорости ротора стремится совместиться с вектором внешнего момента по кратчайшему пути.

При прекращении действия внешних моментов прецессия свободного гироскопа также прекращается, т.е. гироскопы безынерционны. Реальный гироскоп отличается от свободного тем, что на него неизбежно оказывают воздействие внешние моменты в виде моментов трения в опорах подвеса, несбалансированность ротора и другие явления.

Свободный гироскоп сохраняет положение своей главной оси в пространстве неизменным относительно неподвижных звезд. Однако находящемуся на Земле и перемещаемуся вместе с ней наблюдателю кажется, что ось ротора со временем поворачивается относительно первоначального положения. Это вызывается тем, что главная ось гироскопа, сохраняя неизменным направление в мировом пространстве, меняет свое положение по отношению к земной поверхности вследствие суточного вращения Земли и перемещения самолета во время полета. Наблюдаемое движение главной оси гироскопа называется «кажущимся» движением гироскопа. Следовательно, свободный гироскоп может быть использован как указатель выбранного направления полета и вертикали места только **при непродолжительных полетах**. При длительных полетах необходимо периодически или непрерывно корректировать положение его главной оси с учетом скорости вращения Земли, путевой скорости и высоты полета самолета.

Трехстепенные гироскопы используются в авиационных гироприборах для измерения углового положения самолета (в авиагоризонтах, гировертикалях и гирополукомпасах).

Двухстепенные гироскопы лишены одной из рамок подвески и используются для измерения угловой скорости, в результате чего получили наименование скоростных гироскопов. Они широко применяются в конструкциях указателей поворота, выключателей коррекции, интегрирующих устройствах и инерциальных системах навигации.

На ЛА различного назначения используют следующие гироскопические датчики: ГБ-23/3, ГВК-3, ГВ-6, ГВК-10, ПИКВ05-001, МГ-4, ГПА-Л-2, МГТУ-0,5.

Лазерные гироскопы и принцип их действия

Лазерный гироскоп рассматривается как перспективный навигационный прибор для любых подвижных объектов. Причем они конкурируют с механическими гироскопическими приборами во всех областях применения.

Преимущества лазерных гироскопов [4]:

— они более надежные, чем механические; могут работать в условиях действия больших ускорений (порядка нескольких сотен g);
— мгновенный выход на рабочий режим; низкая потребляемая мощность (2...4 Вт на прибор);
— цифровая форма выходного сигнала обеспечивает простоту подключения к ЦВМ;
— они также дешевле механических гироскопов.

Основой лазерного гироскопа является **кольцевой лазер** непрерывного излучения. В кольцевом лазере резонатор представляет собой систему зеркал, закрепленных в вершинах плоского многоугольника — обычно квадрата

(рис. 24.2, *а*) или равностороннего треугольника (рис. 24.2, *б*). Как и в обычном линейном лазере, между смежными зеркалами резонатора помещаются трубки, заполненные активным возбужденным газом (гелиево-неоновой смесью при давлении 2...5 мм рт. ст.). Возбужденный газ усиливает возникающую в нем (или проходящую через него) радиацию в результате стимулированного излучения. В принципе кольцевой лазер может содержать только одну трубку с активным газом, если усиление, которое оно дает, достаточно для поддержания стационарного автоколебательного процесса.

В кольцевом лазере свет излучается с обоих концов трубки с активным газом. Благодаря отражательным зеркалам два вышедших из трубки луча света распространяются навстречу друг другу (по часовой стрелке и против нее) по замкнутым траекториям. Часть энергии обоих лучей выводится из системы посредством полупрозрачного зеркала и подается на регистрирующий прибор. В качестве последнего обычно используется фотоэлектронный умножитель или фотодиод.

Генерация в кольцевом лазере, как и в обычном линейном, возникает тогда, когда усиление в активной среде трубок превышает потери вследствие поглощения, рассеяния и дифракции на краях зеркала. Частоты генерируемых колебаний определяются собственными резонансными частотами кольцевого оптического резонатора (которые зависят от длины замкнутого оптического пути в нем, приблизительно равного его периметру L), частотами в полосе атомного перехода активного газа, соотношением усиления и потерь для каждой из резонансных частот, а также параметрами движения резонатора в инерциальном пространстве. Так, если кольцевой резонатор вращается в своей плоскости (см. рис. 24.2), то пути, которые должны пройти в нем две встречные волны, чтобы попасть в точку активной среды, откуда они вышли, будут разными.

Для волны, распространяющейся по направлению вращения, длина пути будет больше параметра резонатора L на некоторую величину ΔL (точка, из которой луч вышел, уходит от него) и составит $L + \Delta L$. Для встречной волны длина замкнутой траектории равна $L - \Delta L$. Очевидно, что значение ΔL пропорционально скорости вращения.

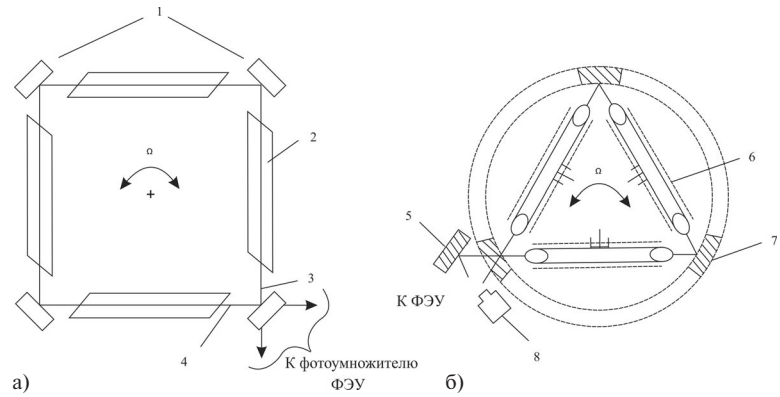


Рис. 24.2. Кинематическая схема лазерного гироскопа: *1*, *7* — зеркала; *2*, *6* — трубка с активным газом; *3* — луч, распространяющийся по часовой стрелке; *4* — луч, распространяющийся против часовой стрелки; *5* — полупрозрачное зеркало; *8* — детектор (ФЭУ)

Изменение длины замкнутой траектории луча приводит к изменению резонансной частоты резонатора, а, следовательно, и частоты генерируемых колебаний. Частоты колебаний двух встречных волн становятся разными и зависят от скорости вращения резонатора. Между ними возникают биения с разностной частотой F_P, которые, воздействуя на фотоэлектронный умножитель (ФЭУ), вызывают появление в его цепи тока такой же частоты.

Частота биения F_P, пропорциональна угловой скорости вращения Ω кольцевого лазера и позволяет измерить его величину. Выходной сигнал (ток ФЭУ) имеет форму, близкую к синусоидальной, и значение Ω можно получить в цифровой форме. Для этого выходную синусоиду ограничивают, дифференцируют и подсчитывают число импульсов (число нулей синусоиды) в единицу времени. Это удобно при совместной работе гироскопа с цифровыми вычислительными машинами.

По существу описанное выше устройство — не гироскоп, сохраняющий неизменно определенное направление в пространстве, а гирометр, т.е. измеритель скорости вращения. Однако известно, что информацию об угловом смещении (повороте) можно использовать для стабилизации исходного положения.

Лазерные гироскопы широко используют для инерциальных навигационных систем (например, ЛГК-200 системы НСИ — 2000/НСИ — 2000 МТ). Лазерные гироскопы установлены на пассажирских самолетах «Боинг 737/747/757», аэробусах А-310/330/340 (фирмы Litton, Honeywell, США) и других самолетах.

В перспективных бесплатформенных навигационных системах используются лазерные гироскопы «Грант-1» и ГЛ-2 [4].

Измерители углов атаки и скольжения

Направление вектора воздушной скорости в системе координат, жестко связанной с осями самолета, определяется углами атаки α и скольжения β (рис. 24.3).

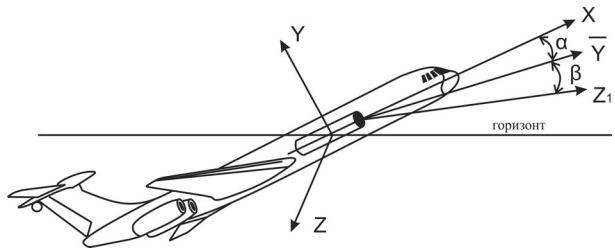


Рис. 24.3. Углы атаки и скольжения

Для измерения углов атаки и скольжения применяют **аэродинамический метод,** на основе которого создаются бортовые приборы. Метод реализуется в двух вариантах.

В первом варианте чувствительным элементом является флюгер, т.е. обтекаемый элемент симметричного профиля, который может вращаться вокруг оси. Если направление потока изменяется, то флюгер устанавливается по потоку.

Для этого на приемники воздушного давления (ПВД) размещают две пары 3 и 4 связанных между собой флюгеров, причем ось вращения одной перпендикулярна другой паре.

Такое размещение обеспечивает измерение углов атаки флюгерами 3 и углов скольжения — 4. Каждая пара образует стреловидные крылья. С осями флюгеров внутри корпуса приемника связаны датчики угла.

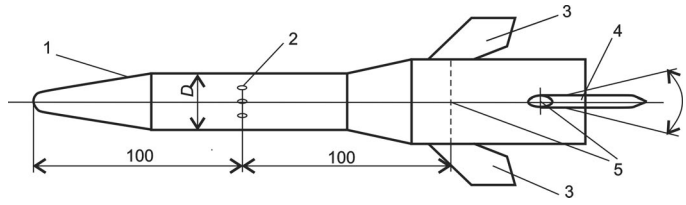


Рис. 24.4. Схема ПВД с датчиками углов атаки и скольжения: *1* — носик ПВД; *2* — отверстия статического давления; *3*, *4* — флюгеры; *5* — ось вращения

Во втором варианте метода измерения углов атаки и скольжения применяются чувствительные элементы в виде сдвоенных приемников полного давления (рис. 24.5).

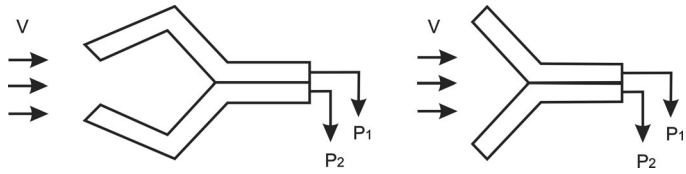


Рис. 24.5. Схемы измерения углов атаки и скольжения

При отклонении приемника от направления встречного потока возникает разность давлений, зависящая от измеряемых углов, т.е. $\Delta P = f(\alpha \text{ или } \beta) = P_2 - P_1$. Этот метод применяется только при летных исследованиях самолетов.

На летательных аппаратах различного назначения используются следующие типы измерителей углов атаки и скольжения: флюгерные датчики аэродинамических углов ДАУ-72/вар., ДАУ-85-1, ДАУ-85-2, флюгерный датчик угла скольжения ДУС-3.

Акселерометры

Акселерометры — это устройства, позволяющие регистрировать линейные и угловые ускорения летательного аппарата при движении его на траектории и преобразующие эти ускорения в требуемый электрический сигнал (см. гл. 13). Сигналы, пропорциональные ускорению, используются для стабилизации и автоматического управления движущимся объектом на траектории. Чувствительным элементом акселерометра является инерционная масса, воспринимающая ускорение (линейное или угловое) движения летательного аппарата.

Принципиальная кинематическая схема акселерометра для измерения линейных ускорений приведена на рис. 24.6.

Акселерометр устанавливается на летательном аппарате (ЛА) таким образом, чтобы ось *3* направляющей инерционной массы *1* совпадала с осью X ЛА, вдоль которой необходимо измерять ускорение $\dot{V}_X$.

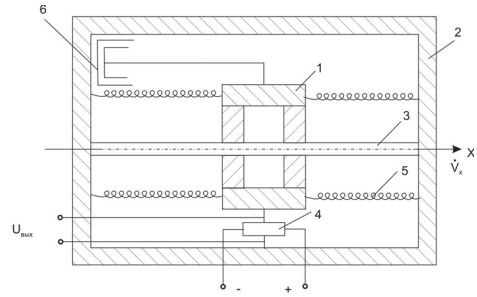


Рис. 24.6. Принципиальная кинематическая схема акселерометра

Инерционная масса *1* может перемещаться относительно корпуса прибора *2* по направляющей *3* вдоль оси X. Свобода движения инерционной массы *1* относительно корпуса *2* ограничена пружинками *5*. При отсутствии ускорения ($\dot{V}_X = 0$) натяжение пружин *5* одинаково и инерционная масса располагается в среднем положении. Во время движения ЛА с ускорением $\dot{V}_X$ под действием инерционной силы $F_И = m_0\dot{V}_X$ масса *1* перемещается относительно корпуса на величину X. Это перемещение с помощью датчика *4* преобразуется в электрический сигнал. Для успокоения колебаний инерционной массы относительно корпуса служит демпфер *6*.

Уравнение движения инерционной массы *1* относительно корпуса *2* имеет вид

$$m_0\ddot{X} + K_g\dot{X} + K_Y X = m_0\dot{V}_X - F_{TP}, \qquad (24.6)$$

где m_0 — инерционная масса; K_g — коэффициент демпфирования; K_Y — коэффициент упругости; F_{TP} — сила трения в направляющих, препятствующая относительному движению инерционной массы.

Если предположить, что $K_Y\dot{X}$; $m_0\ddot{X} << K_Y X$, а $F_{TP} = 0$, то из (24.6) имеем

$$X = \frac{m_0}{K_Y}\dot{V}_X. \qquad (24.7)$$

Из (24.7) следует, что относительное смещение инерционной массы m_0 пропорционально линейному ускорению при условии постоянного коэффициента упругости K_Y, что достигается конструктивными приемами.

Пьезоэлектрические преобразователи являются наиболее точными преобразователями для датчиков ускорений (см. гл. 9, 13). Они обладают малыми габаритами, простотой конструкции, надежностью в работе, возможностью измерения быстропеременных величин, очень высокой точностью преобразования механических напряжений в электрический заряд (например, для кварца такое преобразование осуществляется с погрешностью $10^{-4},...,10^{-6}$) [11] (см. также гл. 9, 13).

На рис. 24.7 изображена конструкция простого пьезоэлектрического датчика ускорений. Все элементы датчика крепятся к основанию *1*, выполненному из титана. Пьезоэлектрический преобразователь *2* состоит из двух кварцевых пьезоэлементов X-среза, включенных параллельно. Для уменьшения габаритов датчика инерционная масса *3* изготовлена из легкообрабатываемого сплава ВНМЗ-2 с высокой плотностью (18 г/см^3).

Сочленение пластин с основанием и инерционной массой в датчике осуществляется посредством пайки.

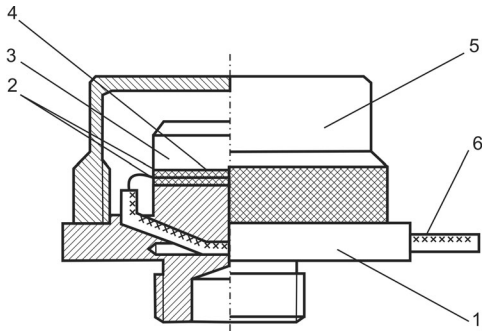


Рис. 24.7. Конструкция пьезоэлектрического датчика ускорений

Выходной сигнал снимается с пьезоэлектрических пластин при помощи вывода из латунной фольги *4*, соединенного с кабелем *6*. Кабель крепится к основанию пайкой. Датчик закрывается крышкой *5*, навинчиваемой на основание. На основании *1* нарезана резьба для крепления датчика на объекте. К кабелю, соединяющему датчик акселерометра с усилителем, предъявляются следующие требования: большое сопротивление изоляции, малая емкость между жилой и экраном, гибкость, антивибрационность. Этим требованиям в наилучшей степени удовлетворяет кабель типа АВК-3. Рабочий диапазон измеряемых ускорений 1...150 м/с^2, масса датчика 35 г [5].

Некоторые конструкции пьезоэлектрических акселерометров описаны в гл. 13.

На летательных аппаратах различного назначения устанавливаются акселерометры следующих типов: А-15, АДИА-2, АДИС-2-4, АК-5, АК-5-15, АК-5-50, А-Л2, АДП-10-1, АДИС-3-3, ДА-11, ДА-3, ДА-9, ДЛУК-50, ДП1-9М, АТ-1104, АТ-1105, МП-95, МП-28МТ[1].

Приборы и методы измерения высоты полета

Высотой полета называют измеренное по вертикали расстояние между самолетом и некоторой поверхностью, принятой за начало отсчета.

Приборы, предназначенные для измерения высоты полета самолета над поверхностью, называются высотомерами. При полетах различают абсолютную высоту — высоту относительно уровня моря, относительную высоту — высоту полета относительно места или посадки и истинную высоту — высоту над пролетаемой местностью (рис. 24.8).

Значение абсолютной высоты необходимо знать для установки коридора полетов на маршруте; относительная высота необходима при взлете и посадке, а истинная — во всех случаях полета.

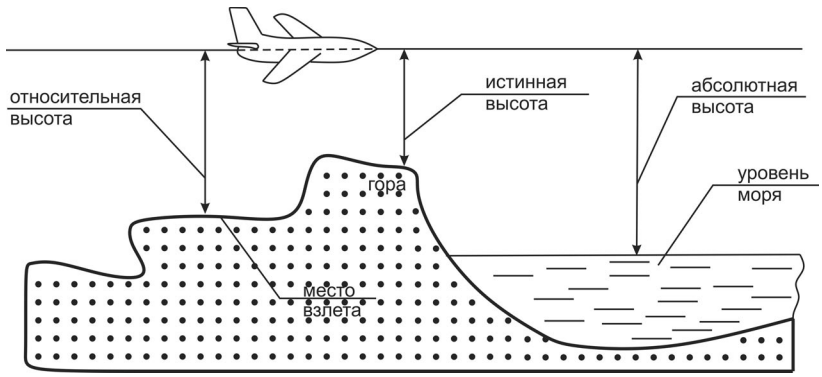


Рис. 24.8. К определению высот

Известно несколько **методов измерения высоты** полета.

Барометрический метод основан на зависимости между абсолютным давлением в атмосфере и на высоте. Измерение высоты сводится к измерению абсолютного давления с помощью барометра.

Радиотехнический метод основан на измерении интервала времени прохождения радиосигналом пути от самолета до поверхности и обратно.

Инерциальный метод измерения высоты полета основан на измерении вертикальных ускорений самолета и двойном интегрировании этих сигналов.

Барометрические высотомеры и датчики измеряют абсолютную и относительную высоту полета в пределах от 0 до 15000 м.

Их принцип работы основан на измерении статического атмосферного давления среды:

для высот до 11000 м

$$H_{АБС} = \left[1 - \left(\frac{P_H}{P_0}\right)^{\tau R}\right]\frac{T_0}{\tau}; \tag{24.8}$$

для высот свыше 11000 м

$$H_{АБС} = 11000 + RT_{11}\ln\frac{P_{11}}{P_H}, \tag{24.9}$$

где P_0, P_{11}, P_H — давление у поверхности земли, на высоте 11000 м и на измеряемой высоте, мм рт. ст. соответственно; T_0, T_{11} — абсолютная температура у земли и на высоте 11000 м, K; R — газовая постоянная воздуха; τ — температурный градиент.

Относительную высоту отсчитывают относительно некоторого выбранного уровня, например, места взлета или посадки

$$H_{ОТН} = H_{АБС} \pm H_0, \tag{24.10}$$

где H_0 в зависимости от давления определяется по формуле (P_0 — давление места взлета или посадки, устанавливается вручную):

$$H_0 = \frac{T_0}{\tau}\left[1 - \left(\frac{P_0}{760}\right)^{\tau R}\right]. \tag{24.11}$$

Чувствительным элементом барометрического высотомера (рис. 24.9) служит анероидная коробка 1, помещенная внутрь герметичного корпуса 2, соединенного трубопроводом 3 с приемником 4, воспринимающим статическое давление P окружающей среды (атмосферы).

Приемник статического давления расположен снаружи самолета и вынесен вперед с помощью штанги, установленной в носовой части фюзеляжа или на передней кромке крыла.

При изменении статического давления изменяется величина упругой деформации анероидной коробки 1; перемещение s центра ее передается через передаточно-множительный механизм (5, 6, 7, 8) к указывающей стрелке 9 (или другому преобразователю-датчику), которая поворачивается относительно неподвижной шкалы на угол φ, величина которого служит мерой высоты полета.

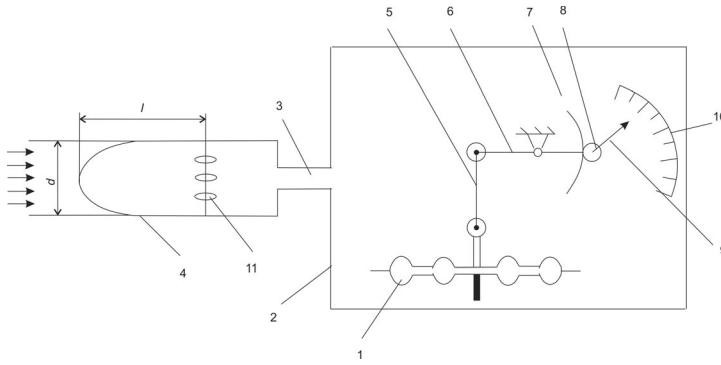


Рис. 24.9. Кинематическая схема барометрического высотомера: *1* — анероидная коробка; *2* — герметичный корпус; *3* — трубопровод; *4* — приемник статического давления; *5* — тяга; *6* — кривошип; *7* — зубчатый сектор; *8* — трубка; *9* — стрелка; *10* — шкала; *11* — отверстия

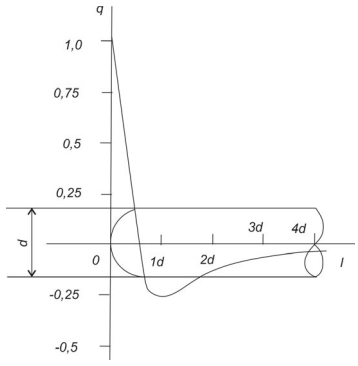


Рис. 24.10. Распределение давления на поверхности приемника статического давления: *d* — диаметр приемника; *l* — расстояние от переднего края приемника; *q* — избыточное давление на поверхности в относительных единицах

Приемник статического давления для дозвуковых скоростей полета имеет форму цилиндра с полусферической головкой (см. рис. 24.9). На поверхности цилиндра, на расстоянии *l* от его переднего края, расположены отверстия 11, сообщающие внутреннюю полость цилиндра с атмосферой. Внутренняя полость цилиндра соединяется трубопроводом с высотомером. Расстояние *l* выбирается таким образом, чтобы давление в тех точках поверхности цилиндра, где расположены приемные отверстия, как можно точнее приближались к статическому давлению невозмущаемой атмосферы (рис. 24.10).

На основании графика избыточного давления *q* (см. рис. 24.10) расстояние *l* для дозвуковых приемников берут равным (3...4)*d*; для сверхзвуковых скоростей применяют приемники с конической головкой и берут $l = (8...9)d$.

На рис. 24.11 показана одна из множества кинематических схем двухстрелочного высотомера. Для повышения точности отсчета барометрические высотомеры снабжаются двухстрелочным отсчетным устройством. Длинная стрелка совершает один оборот на каждые 1000 м высоты, короткая — делает один оборот на весь диапазон измеряемых высот.

Чувствительным элементом высотомера служит анероидная коробка, смонтированная внутри герметического корпуса, который соединен со статической системой самолета (см. рис. 24.11).

Для компенсации методических погрешностей и инструментальных ошибок, возникающих в процессе эксплуатации, высотомеры имеют пружинный балансир с противовесом и температурную компенсацию.

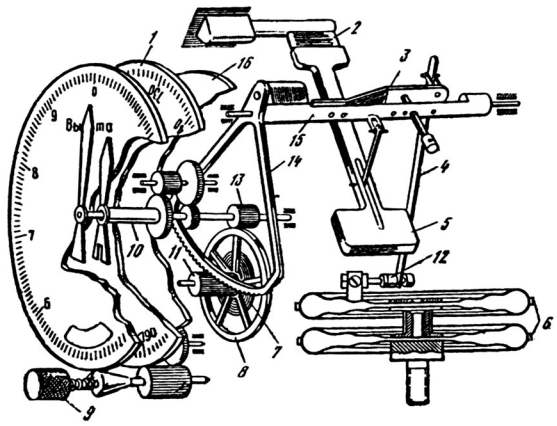


Рис. 24.11. Кинематическая схема двухстрелочного высотомера: *1* — барометрическая шкала; *2* — плоская пружина; *3*, *12* — биметаллические компенсаторы; *4* — тяга; *5* — противовес; *6* — блок анероидных коробок; *7* — волосок; *8* — большое зубчатое колесо; *9* — кремальера; *10* — полая ось; *11* — трубка; *13* — малое зубчатое колесо; *14* — сектор; *15* — валик; *16* — основание

Помимо стрелок высотомер имеет индексы, связанные со шкалой барометрического давления. Если стрелки прибора установить на нуль перед взлетом, то индексы покажут высоту места взлета относительно уровня, на котором давление равно 760 мм рт. ст. (рис. 24.12).

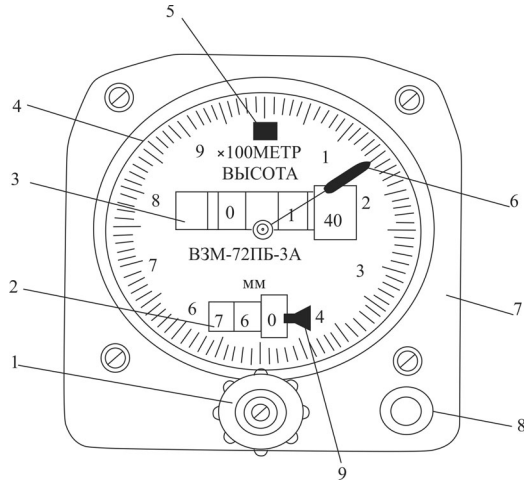


Рис. 24.12. Указатель высотомера ВЭМ-72ПБ-3Ф

На современных самолетах помимо барометрических высотомеров различных типов (ВД, ВМ, УВН, УВИД, ВБМ, ВЭМ — измеряют высоту в метрах, ВМФ, ВЭМ-Ф, УВИД-Ф — измеряют высоту в футах) применяются барометрические электронные высотомеры ВБЭ, датчики высоты (ДВ) для автоматического ввода в бортовые системы электрических сигналов, пропорциональных высоте полета, сигнализаторы опасной высоты (ВС-5000, ВС-8000 и др.), указатели высоты и перепада давлений УВПД. Принцип действия приборов ДВ и ВС аналогичен принципу действия рассмотренного высотомера [4].

Указатели высоты и перепада давлений представляют собой комбинированные приборы, состоящие из помещенных в одном корпусе двух независимых приборов: высотомера и кабинного дифференциального манометра.



Рис. 24.13. Указатель высоты и перепада давлений УВПД-20К

Перепад давлений, измеряемый как разность между барометрическим давлением в кабине и давлением в статической системе самолета, воспринимается манометрической коробкой прибора, которая связана с механизмом, отклоняющим стрелку (рис. 24.13).

При одинаковом давлении в кабине и в статической системе самолета стрелка указателя стоит на нуле. Если давление в кабине больше атмосферного, стрелка перемещается по шкале в сторону положительных значений перепада давлений, при давлении меньше атмосферного — в сторону отрицательных значений.

Аэромеханические указатели скорости и числа M

Указатели скорости (комбинированные указатели, указатели числа М, указатели скорости и числа М УСИМ, сигнализаторы приборной скорости), основанные на аэродинамическом методе, представляют собой дифференциальный манометр, измеряющий динамическое давление $P_Д$ (скоростной напор), равное разности полного $P_П$ и статического $P_{СТ}$ давлений $P_Д = P_П - P_{СТ}$.

Для градуировки указателей воздушной скорости и числа М приняты следующие формулы:

для дозвуковых скоростей

$$M = \sqrt{\frac{2}{K-1}\left[\left(\frac{P_Д}{P_{СТ}}+1\right)^{\frac{K+1}{K}}-1\right]}; \qquad (24.12)$$

для сверхзвуковых скоростей

$$\frac{P_Д}{P_{СТ}} = 166{,}9216\,\frac{M}{(7M^2-1)^{2{,}5}}; \qquad (24.13)$$

истинная скорость

$$V_{ИСТ} = 72{,}1728\cdot\frac{M}{\sqrt{N(1+0{,}2M^2)}}\sqrt{T_T}; \qquad (24.14)$$

$$V_{ПР} < a_0,\ P_Д = P_0(1+0{,}13332\cdot10^{-6}V_{ПР}^2)^{3{,}5}-1; \qquad (24.15)$$

$$V_{ПР} > a_0,\ P_Д = \frac{\left(\frac{K+1}{2}\right)^{\frac{K+1}{K-1}}\left(\frac{2K}{K-1}\right)^{\frac{1}{K-1}}\left(\frac{V_{ПР}}{a_0}\right)^{\frac{2K}{K-1}}}{\left[\frac{2K}{K-1}\left(\frac{V_{ПР}}{a_0}\right)^2-1\right]^{\frac{1}{K-1}}}, \qquad (24.16)$$

где $P_0 = 0{,}124666$ кг·с^2/м^4, $a_0 = 340{,}225$ м/с, $K = 1{,}4$.

Упругим чувствительным элементом указателя (рис. 24.14) является манометрическая коробка, помещенная внутри герметичного корпуса. Полость прибора соединена с приемником полного давления, а корпус прибора — с приемником статического давления. В полете на упругий элемент действует разность полного и статического давлений. Передаточно-множительный механизм преобразует линейное перемещение подвижного центра манометрической коробки в поворотное движение стрелки, указывающей на приборную скорость полета.

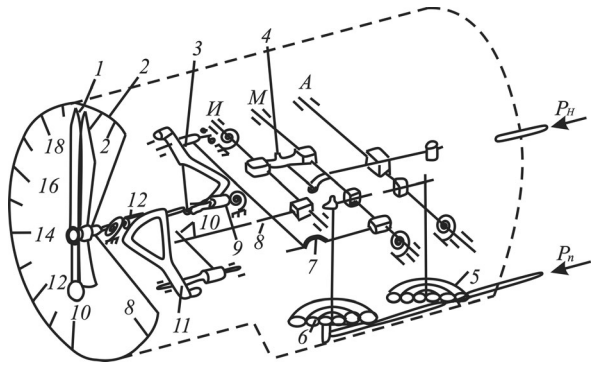


Рис. 24.14. Кинематическая схема комбинированного указателя скорости

Учет изменения плотности среды на высоте полета для измерения истинной скорости осуществляется специальным механизмом, чувствительным элементом которого является анероидная коробка.

Так как число М является функцией отношения давлений $P_{ДИН}$ к $P_{СТ}$ на высоте полета, то кинематический механизм указателя числа М аналогичен указателю воздушной скорости и выполняет деление величины $P_{ДИН}$, измеряемой с помощью манометрической коробки, на величину $P_{СТ}$, которую измеряет анероидная коробка. У измерителей числа М отсутствуют элементы коррекции на изменение температуры.

Имеется следующая взаимосвязь между полным $P_П$ статическим $P_{СТ}$ давлениями и числом М, которая зависит от скорости полета:

при дозвуковых скоростях

$$\frac{P_П}{P_{СТ}} = (1 + 0{,}2M^2)^{3{,}5}; \tag{24.17}$$

при сверхзвуковых скоростях

$$\frac{P_П}{P_{СТ}} = \frac{166{,}7M^2}{(7M^2 - 1)^{2{,}5}}. \tag{24.18}$$

На рис. 24.15 приведен комбинированный указатель скорости КУС-730/1100-2, предназначенный для измерения приборной скорости от 50 до 730 км/ч и истинной скорости от 400 до 1100 км/ч. Циферблат имеет две шкалы: внешнюю — для определения приборной скорости и внутреннюю — для определения истинной воздушной скорости.

С задней стороны корпуса выходят два штуцера с индексами «С» (для подсоединения к статической системе) и индексом «Д» (для подсоединения к системе полного давления).

Комбинированные указатели скорости и числа М УСИМ (рис. 24.16) предназначены для индикации следующих параметров: приборной скорости $V_{ПР}$, заданной скорости $V_{ЗАД}$, максимально допустимой скорости $V_{М.Д.}$, числа М и четырех инструктивных значений текущей приборной скорости и отказов $V_{ЗАД}$, $V_{М.Д.}$, M [3, 4, 8].

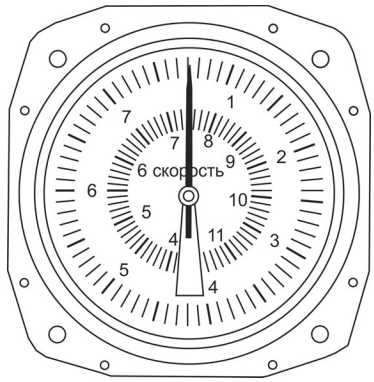


Рис. 24.15. Комбинированный указатель скорости КУС-730/110-2

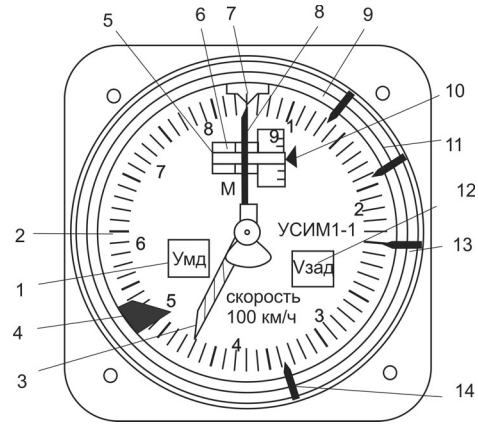


Рис. 24.16. Указатель скорости и числа М УСИМ-1

УСИМ работает совместно с вычислителем критических режимов индикации ВКРС-4, который формирует информацию о значении $V_{ЗАД}$, $V_{М.Д.}$, M и передает ее в указатель. Диапазон измерения приборной скорости лежит в пределах от 80 до 800 км/ч, заданной приборной скорости — в пределах от 150 до 800 км/ч, максимально допустимой приборной скорости — в пределах от 250 до 500 км/ч и числа М от 0,163 до единицы.

УСИМ получает информацию от системы СВС (M, $H_{АБС}$ и сигнал исправности СВС) и системы САУ-72 в виде разностного пропорционального сигнала между текущим и заданным значениями приборной скорости $\Delta U - \Delta V$.

Принцип действия указателя основан на измерении разности между полным и статическим давлениями, поступающими от соответствующих систем самолета.

Полное и статическое давления подаются в указатель, воспринимаются чувствительным элементом — манометрической коробкой и с помощью передаточно-множительного механизма приводят в движение стрелку текущей приборной скорости, т.е. скорости без учета сжимаемости воздуха и изменения его плотности на высоте полета.

Для измерения истинной скорости в указателе предусмотрен специальный механизм, чувствительным элементом которого служит анероидная коробка. Поправки на влияние сжимаемости и изменение температуры вводятся автоматически специальными компенсаторами в кинематической схеме прибора [4].

На самолетах также устанавливаются сигнализаторы скоростного напора типа ССН и сигнализаторы приборной скорости ССА.

Принцип работы ССА основан на зависимости приборной скорости от разности значений полного и статического давлений. Под действием этой разности давлений манометрические коробки чувствительного элемента деформируются и перемещают тяги, которые соединены с системой контактов. При достижении самолетом $V_{ПРИБ}$, соответствующей точке срабатывания сигнализатора, контакты замыкаются и выдается электрический сигнал в цепь сигнализации. Сигнал сигнализатора используется в логике формирования команды «шасси выпусти» при скорости ≤ 275 км/ч.

Вариометры

Приборы, измеряющие вертикальную составляющую скорости самолета, называются вариометрами. Показания вариометра помогают пилоту поддерживать горизонтальный режим полета: отклонение от нуля в показаниях вариометра свидетельствуют о тенденции самолета изменить высоту полета. Этот прибор очень важен при нештатных ситуациях посадки.

Действие манометрического вариометра (рис. 24.17) основано на запаздывании изменения давления внутри замкнутого объема, сообщающегося через капилляр с окружающей атмосферой, по отношению к изменению атмосферного давления [3].

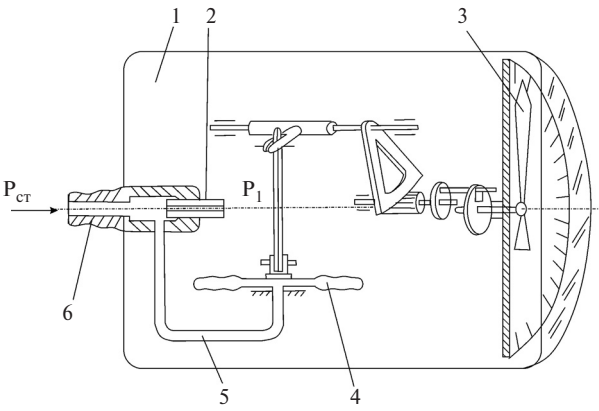


Рис. 24.17. Принципиальная схема вариометра: *1* — корпус; *2* — капилляр; *3* — стрелка; *4* — манометрическая коробка; *5* — трубопровод; *6* — штуцер

Прибор представляет дифференциальный манометр с чувствительной мембранной коробкой *4*, внутренняя полость которой сообщается с камерой статического давления, а наружная поверхность воспринимает давление, создающееся внутри герметичного корпуса *1*, сообщенного с камерой статического давления через капилляр *2*.

При горизонтальном полете давление в корпусе прибора выравнивается со статическим давлением через капилляр; при этом разность давлений, измеряемая манометром, равна нулю и стрелка *3* указывает нуль. При подъеме самолета статическое давление непрерывно уменьшается и воздух из корпуса *1* вы-

текает наружу через капилляр *2*, в результате чего давление в корпусе несколько превышает статическое вследствие сопротивления капилляра течению воздуха. При полете с постоянной вертикальной скоростью каждой скорости соответствует определенная разность давлений в коробке *4* и корпусе *1*. Из-за разности давлений коробка *4* сжимается и через преобразующее устройство отклоняет указывающую стрелку (или подвижный элемент чувствительного устройства — датчика) вверх от нуля. При снижении самолета разность давлений изменяет знак и стрелка отклонится вниз от нуля. Таким образом, при эволюциях самолета в вертикальной плоскости на манометрическую коробку действует разность давлений:

$$\Delta P = \frac{128 \cdot \eta l U_K}{\pi d^2 RT} V_Y = kV_Y, \qquad (24.19)$$

где η, T, R — абсолютные вязкость, температура и газовая постоянная воздушной среды; l, d — длина и диаметр капиллярной трубки; U_K — внутренний объем корпуса вариометра.



Рис. 24.18. Вариометр ВР-30ПБ

На самолетах устанавливаются вариометры типа ВР, ВАР, которые имеют унифицированный механизм и различаются только шкалами, количеством и длиной капилляров (рис. 24.18) [3, 4].

Приборы и датчики контроля режимов работы бортовых агрегатов

В полете необходимо управлять режимом работы силовых установок, поскольку наибольшая эффективность, надежность и ресурс обеспечиваются при оптимальном режиме их работы. Имеющееся на борту соответствующее приборное оборудование снабжает информацией членов экипажа о всех процессах, происходящих при работе силовых установок. К таким приборам относятся термометры, тахометры, измерители и сигнализаторы давления жидкостей и газов, измерители количества и расхода топлива, устройства контроля вибраций и другая аппаратура.

Устройства контроля вибраций

При работе силовых установок летательных аппаратов возникают вибрации с частотой, пропорциональной скорости вращения роторов, т.е.

$$f_B = \frac{n \text{ об / мин}}{60}. \qquad (24.20)$$

Для дистанционного измерения параметров вибрации используют измерительный комплект, состоящий из датчика (преобразователя) и показывающего прибора. На летательных аппаратах вибродатчики располагаются на труднодоступных деталях и элементах, например, на авиационном двигателе.

Используют различные физические принципы, положенные в основу работы датчиков. На рис. 24.19 изображена схема вибрационного датчика с индукционным преобразователем.

Инерционный элемент *1* в виде постоянного магнита массой m подвешен на пружине *2* к колеблющемуся основанию *3*. Магнит с пружиной образуют колебательную систему с собственной частотой ω_0. С основанием *3* жестко связана катушка *4*.

Подвижной частью датчика является магнит *1* и пружина *2*, преобразователем является магнит *1* и катушка *4*. При колебаниях основания амплитуда выходного напряжения в системе равна

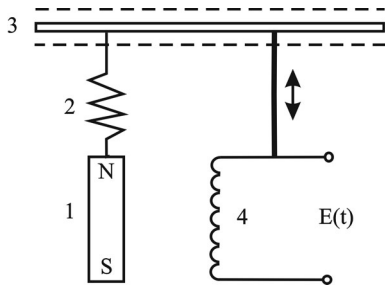


Рис. 24.19. Схема принципа действия вибрационного датчика

$$E = k2\pi f x, \qquad (24.21)$$

где k — коэффициент пропорциональности, мВ/2π мм Гц; f — частота вибраций; x — смещение.

Для получения вибросмещения или виброускорения проводят операцию интегрирования или дифференцирования. Рассмотренный выше принцип работы положен в основу построения аппаратуры измерителя вибраций ИВ-300. В состав аппаратуры кроме датчиков и указателя входит электронный блок, представляющий собой схему усиления, выпрямления и сигнализации. Диапазон измеряемой виброскорости 5...100 мм/с.

На самолетах АН-140 устанавливают аппаратуру контроля вибраций EVM-249 с пьезоэлектрическими датчиками, установленными в плоскости передней опоры двигателя, на корпусе переднего и заднего редуктора.

Датчики температуры

Авиационные электрические термометры предназначены для измерения температуры масла, выходящих газов, воды, воздуха, температуры головок цилиндров. Авиационные термометры подразделяются на термоэлектрические термометры (ТВГ, ТГЗ, ТСТ, ТЦТ) и электрические термометры сопротивления (ТУЭ). В основу действия этих устройств положены принципы (см. гл. 7, 11).

В авиационной технике применяются хромель-копелевые (ХК), хромель-алюмелевые (ХА), никелево-кобальт-спецалюмелевые (НК-СА), а также термопары из благородных металлов (например, термопары из платины и ее сплавов). Термоэлектроды изолированы друг от друга керамической трубкой и предохранены от механических повреждений защитной трубкой из жаропрочной стали (рис. 24.20).

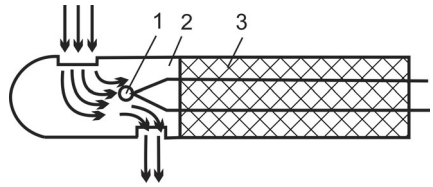


Рис. 24.20. Термоэлектрический термометр: *1* — термопара; *2* — корпус; *3* — керамический изолятор

В качестве чувствительного элемента термометров сопротивлений применяют в основном никелевую проволоку, обладающую достаточно большим значением температурного коэффициента (α = 0,00635 Ом/°С) и удельным сопротивлением (рис. 24.21).

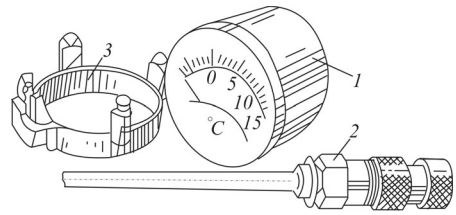


Рис. 24.21. Термометр сопротивления: *1* — указатель, *2* — приемник; *3* — крепежное кольцо

Измерение угловой скорости вращения вала

Тахометры служат для измерения частоты вращения вала авиадвигателя. Необходимость измерения этого параметра обуславливается тем, что по его значениям можно косвенно судить о развиваемой двигателем мощности или тяге и тепловой напряженности его работы.

Между угловой скоростью ω, измеренной в рад/с, и числом оборотов n в минуту существует зависимость

$$\omega = \frac{\pi}{30} n. \qquad (24.22)$$

В последнее время шкалы тахометров градуируются в процентах, которые характеризуют скорость вращения в процентах от номинальной.

В качестве измерителей частоты вращения вала двигателя применяют центробежные и электрические магнитоиндукционные тахометры (см. также гл. 10).

Магнитоиндукционный тахометр основан на принципе электромагнитной индукции и определяется увлечением токопроводящего тела (диска, цилиндра) полем вращающегося магнита за счет взаимодействия наводимых в токопроводящем теле индукционных токов с магнитным полем магнита. Тахометр состоит из датчика и указателя (рис. 24.22).

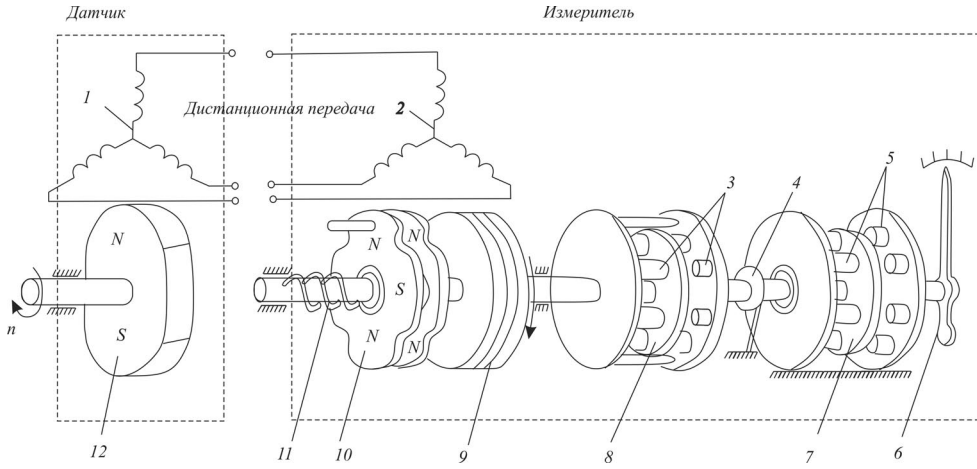


Рис. 24.22. Схема устройства электрического тахометра: *1*, *2* — обмотки; *3*, *5*, *10* — магниты; *4*, *11* — пружины; *6* — стрелка; *7* — демпферный диск; *8* — диск чувствительного элемента; *9* — гистерезисные диски; *12* — ротор (магнит)

В качестве датчика используют трехфазный синхронный генератор с ротором в виде постоянного магнита. Указатель (измеритель) состоит из синхронного электродвигателя, магнитоиндукционного измерительного узла и демпфера.

Датчик устанавливается непосредственно на авиадвигателе, а указатель — на приборной доске самолета. Широкое применение на самолетах и вертолетах находят магнитоиндукционные тахометры типа ТЭ со шкалой, отградуированной в об/мин, и типа ИТЭ со шкалой, отградуированной в процентах (датчики частоты вращения типа ДТЭ, ДТА и др.) [3, 4].

Основной погрешностью магнитоиндукционных тахометров является температурная погрешность, обусловленная изменением электрического сопротивления чувствительного элемента и магнитного сопротивления при изменении температуры.

Приборы для измерения давления жидкостей и газов

Для дистанционного измерения давления топлива и масла используются электромеханические манометры типа ЭМ, ЭДМ, ЭДММ, ЭДМУ и электроиндукционные типа ДИМ, МИ.

Чувствительными элементами таких манометров служат манометрические коробки, манометрические трубки, витые трубчатые пружины.

Индуктивный датчик манометра типа ДИМ объединяет чувствительный элемент в виде гофрированной мембраны и индуктивный преобразователь, состоящий из двух катушек индуктивности с железным сердечником и якорем [3, 4].

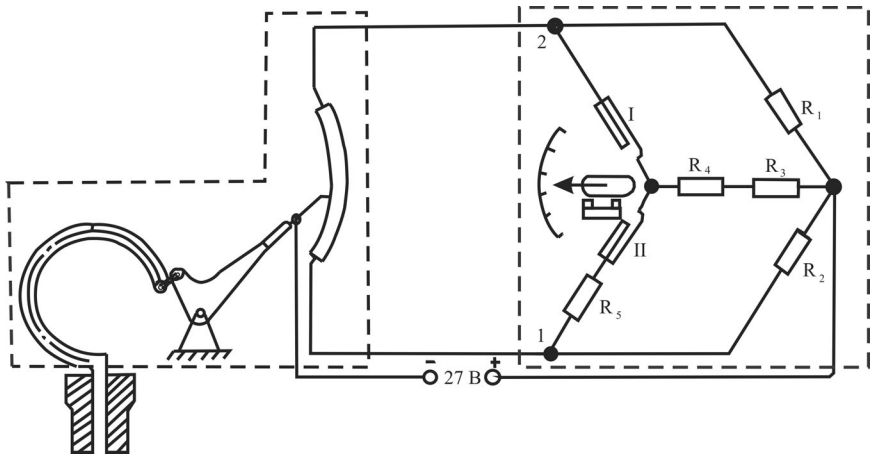


Рис. 24.23. Принципиальная схема манометра ЭДМУ-150

Датчики комплектов монтируются в непосредственной близости от тех точек систем, где необходимо измерить давление. Указатели устанавливаются на приборной доске.

В случаях, когда экипажу не надо знать истинную величину давления, а важно знать, поддерживается ли оно в заданных пределах, на борту самолета используют электрические сигнализаторы типа СД, СДУ, МСД, ДСС, ЭС [1, 4].

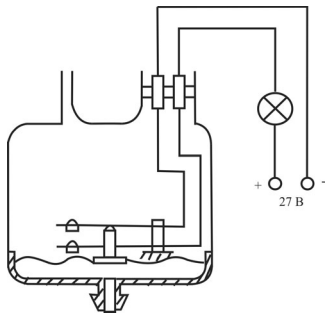


Рис. 24.24. Принципиальная схема сигнализатора давления

Сигнализаторы давлений (рис. 24.24), в отличие от манометров, обеспечивают лишь контроль срабатывания на заданных точках.

Приборы и системы для измерения количества и расхода топлива

Количество топлива в баках измеряется с помощью дистанционных топливомеров. Для измерения мгновенного или суммарного расхода топлива применяются расходомеры.

В настоящее время наибольшее распространение получили электромеханические поплавковые топливомеры, электрические расходомеры топлива, топливомеры-расходомеры, а также более сложные автоматические устройства для измерения и управления выработкой топлива, например, топливоизмерительная система ТИС.

Топливомеры. Принцип действия топливомеров основан на измерении уровня топлива в баках. В зависимости от вида датчика топливомеры подразделяются на поплавковые и емкостные (см. также гл. 8).

Электромеханические поплавковые топливомеры представляют собой рычажно-поплавковую систему, состоящую из реостатного датчика, магнитоэлектрического логометра, датчиков-сигнализаторов и переключателя (рис. 24.25).

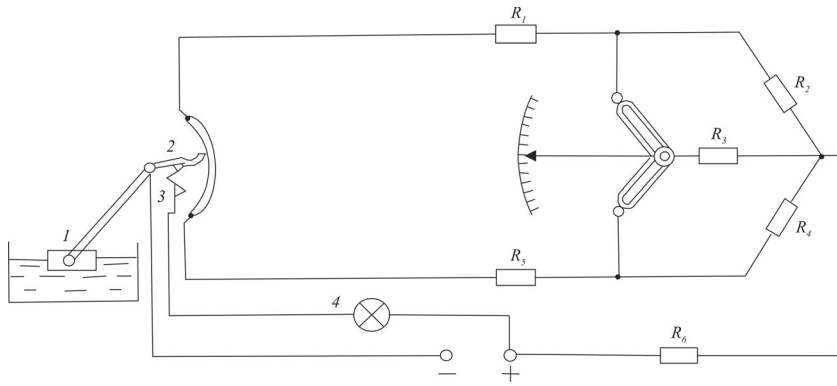


Рис. 24.25. Измерительная часть топливомера

Топливные баки ЛА различных типов имеют неодинаковую форму, поэтому для каждого типа ЛА имеется своя тарировка топливомера. Топливомеры для измерения массы бензина маркируются буквами БЭ, керосина — КЭС, СКЭС, масломеры МЭ, МЭС.

Электромеханическим топливомерам присущи методические погрешности, обусловленные наличием продольных и поперечных кренов ЛА и действием ускорений. Наличие скользящих контактов в датчике поплавкового топливомера создает угрозу пожара и взрыва в случае проникновения в его корпус паров топлива.

Для контроля суммарной массы топлива, контроля массы топлива в группах баков, управления заправкой топлива, а также для автоматического управления порядком расходования топлива в полете и сигнализации об остатке топлива применяют электроемкостные топливомеры типа СЭТС и СПУТ. Кроме них используют электроемкостные топливомеры ТАЦ и АЦТ, которые дополнительно к перечисленным функциям обеспечивают автоматическую центровку ЛА при отказе одного из двигателей за счет управления порядком выработки топлива из группы баков [1, 3, 4].

Массу топлива измеряют с помощью самоуравновешивающегося моста переменного тока, в одно из плеч которого включены датчики — конденсаторы. Емкость датчика изменяется по мере выработки топлива. Напряжение разбаланса моста после усиления поступает на электродвигатель отработки стрелок показывающего прибора.

В качестве датчика уровня топлива используется цилиндрический конденсатор, выполненный в виде двух или большего количества коаксиально смонтированных труб (рис. 24.26, *а*). Электрическая емкость такого датчика зависит от относительной высоты $\overline{H}_T$ заполнения бака топливом, диэлектрической постоянной топлива и среды, заполняющей свободный от него объем и соотношения между диаметром наружной и внутренней труб. На рис. 24.26, *а* приняты следующие обозначения: $\overline{H}_T = \dfrac{H_T}{H}$ — относительная высота заполнения датчика топливом; d_1, d_2 — диаметры внешней и внутренней трубы; ε_T, $\varepsilon_Г$ — диэлектрические постоянные топлива и газовой среды в свободном от топлива объеме датчика. При пустом баке ($H_T = 0$) электрическая емкость датчика минимальна и равна

$$C_{ДMIN} = \frac{H\varepsilon_Г}{1{,}8\ln d_1 / d_2}, \tag{26.23}$$

а при полном баке ($H_T = 1$) — максимальна:

$$C_{ДMAX} = \frac{H\varepsilon_T}{1{,}8\ln d_1 / d_2}. \tag{26.24}$$

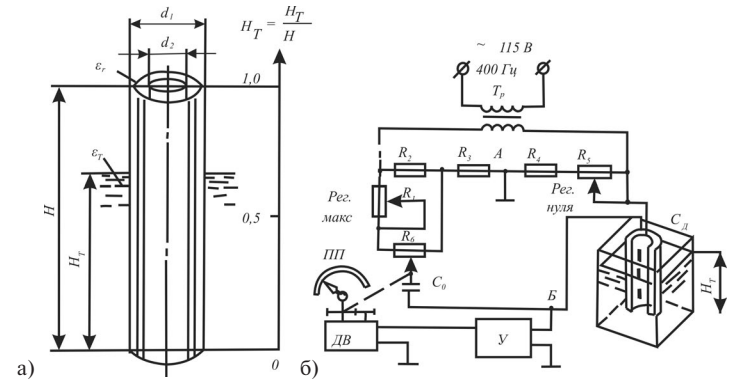


Рис. 24.26. Измерительная часть топливомера: а — датчик, б — электрическая схема

В связи с различной конфигурацией внутренней полости баков в крыльях самолета объем топлива и высота его уровня не имеют линейной связи. Для получения равномерной шкалы указателя поверхности труб датчиков специально профилируются под каждый бак самолета.

Автоматическое управление порядком расхода топлива и заправкой ЛА осуществляется с помощью индуктивных поплавковых сигнализаторов, которые установлены внутри емкостных датчиков топливомера и включены в сеть переменного тока (рис. 24.26, *б*). При этом напряжение разбаланса моста используется для управления топливными насосами и системой сигнализации остатка топлива.

Емкость датчиков и балансировка моста зависят от загрязнения топлива, в которое погружены датчики; осадок и маслянистый налет периодически промывают.

Расходомеры. Для измерения расходуемого двигателями топлива на самолетах в зависимости от выполняемых функций применяют расходомеры мгновенного (в данный момент) и суммарного расхода.

Работа расходомера основана на измерении угловой скорости вращения крыльчатки, расположенной в потоке топлива. Для измерения суммарного расхода топлива применяют расходомеры типов РТС и РТСУ.

Для измерения мгновенного и суммарного расхода топлива применяют комбинированные расходомеры типа РТМС.

Датчик расходомера устанавливают в рассечку трубопровода, стрелка на корпусе которого должна быть направлена в сторону течения топлива.

Вращение крыльчатки преобразуется в электрические импульсы электронного преобразователя, а затем эти импульсы, пропорциональные угловой скорости вращения, используют для перемещения стрелки указателя топливомера.

В датчиках расходомеров типа РТМС две крыльчатки, одна из которых предназначена для измерения суммарного, а другая — для часового расхода топлива (рис. 24.27).

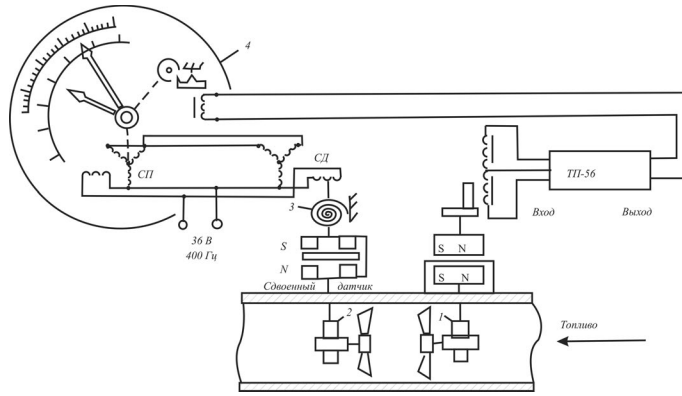


Рис. 24.27. Принципиальная схема мгновенно суммирующего расходомера типа РТМС: *1* — датчик суммарного расхода; *2* — датчик мгновенного расхода; *3* — противодействующая пружина; *4* — комбинированный указатель; СД — сельсин-датчик; СП — сельсин-приемник; ТП-56 — электронный преобразователь

Последняя приводит во вращение магнит, который увлекает за собой стакан-ротор бесконтактного сельсина-датчика. Угол поворота ротора сельсина-датчика пропорционален угловой скорости вращения крыльчатки, т.е. мгновенному расходу топлива. Синхронно с ротором сельсина-датчика поворачивается ротор сельсина-приемника, на оси которого укреплена стрелка часового расхода топлива.

Топливомеры-расходомеры типа ТР представляют собой комбинированные приборы, сочетающие в себе электроемкостной топливомер типа СЭТС и скоростной суммирующий расходомер типа РТС. На лицевой стороне указателя имеется кнопка проверки работоспособности топливомерной части [3, 4].

24.3. Технические характеристики типовых авиационных приборов и датчиков

Основными разработчиками гироскопических приборов и датчиков в России являются НПО «Алмаз» (г. Москва), ЦНИИ «Дельфин» (г. Москва), РПКБ (г. Раменское Московской области), НПП «ТЕМП-АВИА» (г. Арзамас Нижегородской области). Основные производители — Арзамасский приборостроительный завод, Ростовский часовой завод (г. Ростов-на-Дону), ПНППК (г. Пермь), Раменский приборостроительный завод, Мичуринский завод «Прогресс».

Основные технические характеристики некоторых гироскопических датчиков приведены в табл. 24.1, а лазерных гироскопов — в табл. 24.2.

Основным производителем датчиков углов атаки и скольжения является «Электроприбор» (г. Воронеж), а их технические характеристики приведены в табл. 24.3.

Основными разработчиками приборов и датчиков измерения ускорений в России являются НПП «ТЕМП-АВИА» (г. Арзамас Нижегородской области), корпорация «Авиаприбор-Холдинг» КБ промышленной автоматики (г. Саратов), опытный завод «Прибор» (г. Санкт-Петербург), РПКБ (г. Раменское Московской области), НПО «Алмаз» (г. Москва).

Основные производители — Раменский приборостроительный завод, АО «Прибор» (г. Курск), НПП «ТЕМП-АВИА» (г. Арзамас Нижегородской области), Мичуринский завод «Прогресс», «Электроприбор» (г. Тамбов), корпорация «Авиаприбор-Холдинг» (г.Москва), Арзамасский приборостроительный завод, ПНППК (г. Пермь), Ростовский часовой завод (г. Ростов-на-Дону), НИИФИ (г. Пенза).

Технические характеристики акселерометров приведены в табл. 24.4.

Основные технические характеристики барометрических механических и электронных высотомеров, изготовителем которых является АО «Аэроприбор—Восход» (г. Москва), приведены в табл. 24.5.

Основными разработчиками и производителями датчиков угловых скоростей являются НИИ ПМ им. академика В.И. Кузнецова (г. Москва), НПП «ТЕМП-АВИА» (г. Арзамас), Арзамасский приборостроительный завод, ПНППК (г. Пермь).

Основные технические характеристики датчиков угловых скоростей приведены в табл. 24.6.

Основные технические характеристики вариометра резервного приведены в табл. 24.7.

Основными разработчиками и производителями аппаратуры контроля вибраций в России являются опытный завод «Прибор» и АО «Техприбор» (г. Санкт-Петербург).

Основные технические характеристики аппаратуры контроля вибраций приведены в табл. 24.8, а пьезоэлектрических датчиков вибраций — в табл. 24.9.

Основные технические характеристики датчика температуры приведены в табл. 24.10, а авиационных тахометров — в табл. 24.11.

Основным разработчиком и производителем датчиков давления является «Аэроприбор-Восход» (г. Москва), а их технические характеристики приведены в табл. 24.12.

Основным производителем датчиков уровня жидкости в баках и датчиков массового и объемного расхода топлива является АО «Техприбор» (г. Санкт-Петербург), а их технические характеристики приведены в табл. 24.13 и 24.14, соответственно.

Более полную информацию об авиационных датчиках и приборах можно найти на сайтах фирм-производителей [12—18].

Таблица 24.1. Основные технические характеристики гироскопических датчиков

Тип гироскопа	ГБ-23/3	ГВК-3	ГВ-6	ГВК-10	ПИКВ 05-001	МГ-4	ГПА-Л-2	МГТУ-0,5
Время готовности, мин	10	10	13	2,...,6	1/3	—	—	2
Систематическая составляющая скорости дрейфа, град./ч	±2	±4	±5	±25	—	±25	±9	±2
Случайная составляющая скорости дрейфа, град./мин	0,02	0,15	0,05	0,2	0,03	±0,2	±0,010	—
Ускорение вибрации, g, не более	5	5	6	2	20	5	2,5	—
Ударная прочность, g, не более	30	30	12	12	150	6	6	—
Ресурс, ч	30000	6600	30000	7500	10000	—	—	—
Срок службы, лет	15	8	15	10	—	—	—	—
Габаритные размеры, мм	∅54 × × 46,25	∅58 × × 43	∅54 × × 44,4	∅63,3 × × 58,5	∅58 × × 48	46x42 × × 42	∅102 × × 56	∅48 × 60
Масса, г, не более	350	320	390	450	290	220	450	400
Напряжение питания двигателя в форсированном режиме, В	35±1	20±2	18±2,7	18±2,7	27±1,5	—	—	36
Производитель	ПНППК, г. Пермь					Раменский приборостроительный завод		Мичуринский завод «Прогресс»

Таблица 24.2. Основные технические характеристики лазерных гироскопов

Тип лазерного гироскопа	Диапазон измерения, град./с	Время готовности, мин	Масштабный коэффициент, угл.секунд/импульс	Стабильность дрейфа, град./ч	Рабочий температурный диапазон, °С	Объем, $дм^3$	Масса, кг	Производитель
Грант-1	±120	2	1,0	0,01	-20...55	0,9	1,8	Корпорация «Авиаприбор-Холдинг», Москва
ЛГ-2	—	—	2	0,01	-40...55	1,38	1,5	Раменский приборостроительный завод

Таблица 24.3. Основные технические характеристики флюгерных датчиков аэродинамических углов

Тип датчика	Диапазон угла отклонения флюгера, град	Напряжение питания постоянного тока, В	Ток, потребляемый нагревательным элементом флюгера, А	Количество выходных синусно-косинусных трансформаторов	Погрешность	Масса	Производитель
ДАУ-72/вар.	не более 60	27	1,5...2,3	—	—	2,5	Электроприбор, г. Воронеж
ДАУ-85-1 ДАУ-85-2	±(120±2)	—	—	2	не более ±0,2 град.	1,2 1,3	
ДУС-3	-7,5...33,5	27±10%	6,7...8,8	—	—	—	

Таблица 24.4. Основные технические характеристики акселерометров

Тип акселерометра	Диапазон измеряемых ускорений	Случайная погрешность, %	Систематическая погрешность, %	Напряжение питания, В	Габаритные размеры, мм	Масса, кг	Время готовности, с	Производитель
А-15	±25g	—	—	±(15±0,7)	21x24x24	0,045	—	Раменский приборостроительный завод
АДИА-2	-20... ...20 $м/с^2$	±0,5	±1,0	27	90x78x70	0,6	—	АО «Прибор», г. Курск
АДИС-2-4	-31,5... ...100 $м/с^2$	±0,5	±1,0	27	∅37,5x136	0,45	—	
АК-5	не более 100g	не более 0,2		±15	26x11x22	0,055	—	НПП «ТЕМП-АВИА», г. Арзамас
АК-5-15 АК-5-50	—	—	—	±15	27x23x34	0,050	10	Мичуринский завод «Прогресс»
А-Л2	±7g	—	—	(±27±5%); (±15±5%)	67x30x31	0,22	—	Раменский приборостроительный завод

Продолжение табл. 24.4

Тип акселерометра	Диапазон измеряемых ускорений	Случайная погрешность, %	Систематическая погрешность, %	Напряжение питания, В	Габаритные размеры, мм	Масса, кг	Время готовности, с	Производитель
АДП-10-1	-5...10g	—	—	27	Датчик ∅80x140 Указатель 65x65x162	1,2	—	Мичуринский завод «Прогресс»
АДИС-3-3	-250... ...250 м/с^2	±0,15	±0,5	±12,6± ±0,25	67x60x50	0,3	300	«Электроприбор», г. Тамбов
ДА-11	±25g	—	—	18±1,8	24x24x23	0,045	600	Мичуринский завод «Прогресс»
ДА-3	±6g	—	—	15±1,5	∅22,5x46	0,085	—	ПНППК, г. Пермь
ДА-9	±12g	—	—	2,5±0,125	∅23,5x20	0,038	—	
ДЛУК-50	±50g	не более 2		±15	31,5x34x21	0,040	—	Мичуринский завод «Прогресс»
ДП1-9М	-2...9,5g	±2		27	∅80x140	0,45	—	
АТ-1104	±1,0... ...±10,0g	—	—	—	∅20x22,5	0,035	—	НПП «ТЕМП-АВИА», г. Арзамас
АТ-1105	±0,5... ...±100g				18x30x16	0,033		
МП-95	-100...120g	±2		6	35x45x132	0,4	—	Мичуринский завод «Прогресс»
МП-28МТ	1,6; 2,0; 3,7g	±0,2		27	68x88x80	1,2	—	

Таблица 24.5. Основные технические характеристики высотомеров барометрических механических и электронных

Тип высотомера	Измеряемая высота, м	Погрешность измерения H, м	Диапазон индикации атмосферного давления, кПа	Напряжение питания постоянного тока, В	Потребляемая мощность, Вт/ВА	Напряжение питания переменного тока, В	Габаритные размеры, мм	Масса, кг	Производитель
ВБМ-1 ВБМ-1А	-500... 10000 -500... 5000	0 ± 10 5000 ± 15 9000 ± 30	700...1080	27	1,5/2,2	5,5	85x85x 190	1,2	АО «Аэроприбор-Восход», г. Москва
ВБМ-2	-500... 15000	0 ± 10 5000 ± 20 9000 ± 40 12000 ± 55	700...1080	27	1,5/2,2	5,5	85x85x 240	1,4	
ВБМ-3	0... 30000	0 ± 10 5000 ± 35 9000 ± 50 12000 ± 60	700...1080	27	1,5/2,2	5,5	85x85x 190	1,6	АО «Аэроприбор-Восход», г. Москва

Продолжение табл. 24.5

Тип высотомера	Измеряемая высота, м	Погрешность измерения Н, м	Диапазон индикации атмосферного давления, кПа	Напряжение питания постоянного тока, В	Потребляемая мощность, Вт/ВА	Напряжение питания переменного тока, В	Габаритные размеры, мм	Масса, кг	Производитель
ВБМ-Р	-500...30000	0 ± 10 19000 ± 100	700...1080	27	1,5/2,2	5,5	85х85х160	1,0	АО «Аэроприбор-Восход», г. Москва
ВБЭ-2	-500...15000	0 ± 5 12000 ± 20	700...1080	27	—	—	86х85х235	2,5	

Таблица 24.6. Основные технические характеристики датчиков угловых скоростей

Тип датчика угловых скоростей	Количество осей чувствительности	Диапазон измеряемых угловых скоростей, град./с	Случайный дрейф в запуске, град./с, не более	Время точностной готовности, мин	Ресурс, ч	Габаритные размеры, мм	Масса, г	Производитель
ДУС-081	2	150	0,15	10	11000	∅26х34	80	ПНППК, г. Пермь
ДУС-089	2	300	0,15	10	11000	∅26х34	80	
ДУСУ-М	1	±180	погрешность измерения 2%	60с	—	67х62х50	250	НПП «ТЕМП-АВИА», г. Арзамас
РВГ	2	±150	погрешность 0,4...1,0%	—	—	—	50	
ДУС-500	1	500	0,01	—	—	—	1500	ПНППК, г. Пермь
ДУС-700	3	700	1	—	—	—	1500	

Таблица 24.7. Основные технические характеристики вариометра резервного, изготавливаемого АО «Аэроприбор-Восход», г. Москва

Диапазон измерений вертикальной скорости, м/с	Погрешность измерения, м/с	Напряжение питания постоянного тока, В	Напряжение питания переменного тока, В	Потребляемая мощность Вт/ВА	Габаритные размеры, мм	Масса, кг
-60...60	V = 0 ±0,5 V = ±10м/с ±2,0 V = ±40м/с ±4,0 V = ±60м/с ±5,0	27	5,5	1,5/3,0	65х65х160	0,6

Таблица 24.8. Основные технические характеристики аппаратуры контроля вибраций

Тип аппаратуры	Диапазон частот, Гц	Диапазон измерения виброскорости, мм/с	Погрешность аппаратуры, %	Потребляемая мощность, ВА	Масса, кг	Производитель
ИВ-79П, ИВ-42СФ	—	0...100	±10	—	Датчик 0,15	Опытный завод «Прибор», г. Санкт-Петербург
ИВ-79П-В-4	500...730	0...100	10	15	2	АО «Техприбор», г. Санкт-Петербург
ИВ-50П	50...200	0...100	10	—	15	
ИВ-79ПМ-А-7	300...550 200...400	0...100	—	15	4	
ИВ-65-СФ-1	300...600	0...150	±10	—	4,15	Опытный завод «Прибор», г. Санкт-Петербург

Таблица 24.9. Основные технические характеристики пьезоэлектрических датчиков вибрации

Тип датчика	Чувствительность к заряду пКл/g	Рабочий температурный диапазон, °С	Температурная погрешность, %	Резонансная частота, кГц	Поперечная чувствительность, %	Масса, г	Производитель
МВ-04	50±3%	-60...250	-60 °С ±5 20 °С 0 250 °С ±10	30	5;10	100	Опытный завод «Прибор», г. Санкт-Петербург
МВ-32	20±3%	-60...500	-60 °С ±5 20 °С 0 250 °С ±10 500 °С ±15	16	5	150	
МВ-35	50±3%	-60...250	-60 °С ±5 20 °С 0 250 °С ±10	30	5	30	
МВ-38	20±3%	-60...250	-60 °С ±5 20 °С 0 250 °С ±10	16	5	150	
МВ-39	20±3%	-60...400	-60 °С ±5 20 °С 0 250 °С ±10 400 °С ±15	16	5	150	
МВ-42	250±3%	-60...250	-60 °С ±5 20 °С 0 250 °С ±10	20	5	120	

Таблица 24.10. Основные технические характеристики датчика температуры ДТ4-101

Диапазон измерения, °С	Электрическое сопротивление при 0 °С, Ом	Чувствительность, Ом/°С	Неидентичность чувствительности в партии, %	Показатель термической инерционности, с, не более	Максимальная температура, °С	Габаритные размеры, мм	Производитель
-60...150	ДТ4-101-5 50±0,2 ДТ4-101-100 100±0,2	ДТ4-101-50 0,235 ДТ4-101-100 0,470	не более 2%		170	∅20х6	ЛИИ им. Попова, г. Жуковский, Моск. обл.

Таблица 24.11. Основные технические характеристики авиационных тахометров

Тип тахометра	Диапазон измерений, об/мин	Зазор между датчиком и объектом контроля, мм	Амплитуда выходного сигнала, В	Температура окружающей среды, °С	Вибрационное ускорение, м/с^2	Габаритные размеры, мм	Масса, кг	Производитель
ОМ 001	30...120000	0...3	2,4...5,5	15...60	50	56,5х36,5х х17,5	0,06	НИИФИ, г. Пенза
ОМ 003	10...15000	0...3	4,4...5,2	5...35	50	∅32х121	0,3	
Вт 1855	60...40000	0...3	0,06...10	-215...50	3000	∅16х48	0,1	
ОЭ 019	60...120000	1...15	1...2	-5...35	400	∅12х31,5	0,3	
ВТ 1850	3000...65000	0...3	0,1...10	-60...100	3000	∅10х50	0,085	
ВТ 1856	3000...65000	0...3	0,1...10	-60...100	3000	∅10х50	0,140	
ОГ 022	3400...15000	1...3	2,4...5,5	15...60	50	56,5х36,5х х17,5	0,060	
ОГ 018	1000...49000	0...1,5	0,15...10	-253...100	6000	∅18х72,5	0,300	
ОГ 025	1000...130000	0...1,2	не менее 0,110	-173...127	3000	∅12х50	0,100	
ОГ 026	150...40000	0...6,5	0,01...3	-194...70	3000	35х39х14,5	0,050	
ОО 021	1...180000	1...3	не менее 0,02	-50...50	6000	∅11х34	0,3	

Таблица 24.12. Основные технические характеристики датчиков давления

Тип датчика	Диапазоны измерения абсолютного давления, кПа	Диапазон измерения избыточного давления, кПа	Диапазон измерения дифференциального давления, кПа	Выходное напряжение, В	Гистерезис, % от диапазона, не более	Повторяемость, % от диапазона, не более	Основная погрешность,% от диапазона (за 10 лет)	Температурная погрешность, % /1°С, не более	Напряжение питания, В	Потребляемая мощность, Вт
ДДИ	53,3...110 1,0...57,3 1,0...110 1,0...121	0...15,7 0...59 0...159 -9,8...83,7	0...15,7	0,25... ...4,5	0,2	0,1	±0,5	0,02	18...31	0,8
МДДИ	0,67...53,2 0,67...110 0,67...133,3 0,67...200,0 0,67...266,6 0,67...333,3 0,67...400,0 53,2...110	0...245,2 0...98070	—	0,25... ...4,5	0,2	0,2	1,0	0,02	27	1

Таблица 24.13. Основные технические характеристики датчиков уровня жидкости в баках объекта

Тип датчика	Избыточное рабочее давление, МПа	Выходной сигнал	Погрешность сигнализации уровня жидкости, мм	Время задержки выдачи сигнала, с	Ускорение вибрационной нагрузки, g	Температурный диапазон, °С	Масса датчика, кг	Производитель
ДСМК 8А ДСМК 10 ДСМК 12	0,3	U_K = 30В I_K = 0,1А	±5	1	10	-60...200 -60...180 -60...150	2,4 0,8 2,2	АО «Техприбор», г. Санкт-Петербург
ДСМК 14 ДСМК 16 ДСМК 20	0,1	U_K = 30В I_K = 0,1А	±3	1	10	для воды и водных растворов 3...85 для углеводородных сред -60...125	0,07 0,20 0,15	
ДСИ	max 5 кг/см^2	—	±4	—	196 м/с^2	-60...125	0,35	

Таблица 24.14. Основные технические характеристики турбинных датчиков массового и объемного расхода топлива

Тип датчика	Максимальный измеряемый расход, G_{max}, кг/ч	Минимальный измеряемый расход, G_{min}, кг/ч	Рабочее давление в магистрали, МПа	Рабочий температурный диапазон,°С	Масса датчика, кг	Предельная погрешность измеряемого расхода, %	Производитель
ДРТ5-1А ДРТ5-6А ДРТ5-2 ДРТ5-3Б ДРТ5-4А	9600 7200 16000 7200 21600	600 200 90000 550 4300	12 10 1 10 0,6	-40...85 -40...85 -40...85 -40...120 -168...138	1,6 0,8 5,6 1,5 2,6	G_{min} до $0{,}2G_{max}$ ±2,5 $0{,}2G_{max}$ до $0{,}5G_{max}$ ±1,5 $0{,}5G_{max}$ до G_{max} ±1,0	АО «Техприбор», г. Санкт-Петербург
ДРТС50	200 м^3/ч	2 м^3/ч	30 кГ/см^2	-40...80	1,1...2,5	1:2 0,8 1:5 1,0 1:25 1,5	
ДРА2-1	30 л/ч	3 л/ч	0,2	-40...80	0,4	1:2 ±0,8 1:5 ±1,0 1:25 ±1,5	
ДРТ1-1 ДРТ1-2 ДРТ1-3 ДРТ1-4 ДРТ1-6 ДРТ1-10 ДРТ1-18	32000 л/ч 15000 л/ч 600 л/ч 2000 л/ч 12000 л/ч 6500 л/ч 1200 л/ч	320 л/ч 500 л/ч 100 л/ч 250 л/ч 6000 л/ч 250 л/ч 120 л/ч	10 — — — — — 10	-40...80 -40...80 -40...80 -40...80 -40...80 -40...80 -40...80	1,1 0,7 0,3 0,5 2,8 0,4 0,8	1:2 ± 0,8 1:5 ± 1,0 max ± 1,5	
ДРТ2-2А ДРТ2-3А ДРТ2-6А ДРТС30 ДРТ2-1А	60000 л/ч 75000 л/ч 2500 л/ч 50000 л/ч 200000 л/ч	550 л/ч 1000 л/ч 100 л/ч 400 л/ч 2500 л/ч	4 — — — 4	-40...80 -40...80 -40...80 -40...80 -40...80	1,2 2,0 0,5 2,7 2,5	1:2 ± 0,8 1:5 ± 1,0 max ± 1,5	

Литература

1. Авионика России: Энциклопедический справочник. Научное издание / Под общей научной ред. С.Д. Бодрунова. — СПб.: Национальная Ассоциация авиаприборостроителей, 1999. — 780 с.
2. Боднер В.А. Приборы первичной информации. — М.: Машиностроение, 1981. — 432 с.
3. Браславский Д.А. Приборы и датчики летательных аппаратов. — М.: Машиностроение, 1970. — 392 с.
4. Брехин Н.И., Кошевой Н.Д. Методы и средства измерения параметров движения самолетов: Учебник. — Харьков: Факт, 2004. — 344 с.
5. Вульвет Дж. Датчики в цифровых системах / Пер. с англ. — М.: Мир, 1981. — 200 с.
6. Гордиенко В.А., Кошевой Н.Д. Оборудование самолетов: Учебник. —Харьков: Нац. аэрокосм. ун-т «Харьк. авиац. ин-т», 2005. — 261 с.

7. Домрачев В.Г., Матвеевский В.Р., Смирнов Ю.С. Схемотехника цифровых преобразователей перемещений: Справочное пособие. — М.: Энергоатомиздат, 1987. — 392 с.
8. Кошевой Н.Д. Проектирование измерительных преобразователей: Учеб. пособие: В 2 ч. — Харьков: Харьк. авиац. ин-т, 1996. — Ч. 1. — 92 с.
9. Измерительные преобразователи: Учеб. пособие / Р.Г. Джагупов, Е.Б. Плавинский, В.В. Никольский, А.М. Веретенник. — Одесса: Астропринт, 2002. — 216 с.
10. Куликовский К.Л., Купер В.Я. Методы и средства измерений. — М.: Энергоатомиздат, 1986. — 448 с.
11. Шарапов В.М., Мусиенко М.П., Шарапова Е.В. Пьезоэлектрические датчики. — М.: Техносфера, 2006. — 632 с.
12. www.aeroview.ru
13. www.elpribor.ru
14. www.mvms-mvdv.ru
15. www.niifi.sura.ru
16. www.raspletin.ru
17. www.ppk.perm.ru
18. www.techpribor.ru

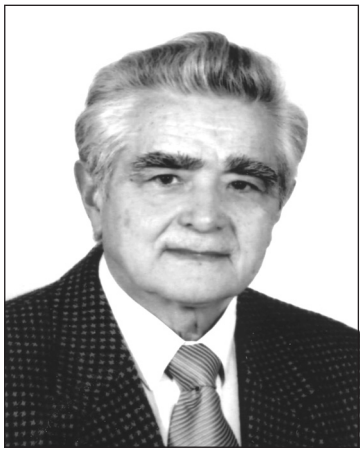
СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРАХ



ШАРАПОВ ВАЛЕРИЙ МИХАЙЛОВИЧ

д.т.н., профессор, Заслуженный деятель науки и техники Украины, заведующий кафедрой компьютеризованных и информационных технологий в приборостроении

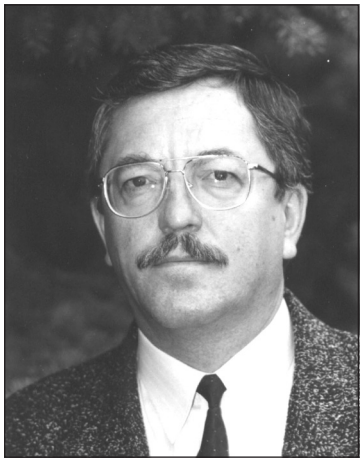
Окончил филиал Московского инженерно-физического института (МИФИ). Автор более 900 научных работ, в том числе 19 монографий и учебных пособий, более 500 патентов на изобретения



ПОЛИЩУК ЕВГЕНИЙ СТЕПАНОВИЧ

д.т.н., профессор кафедры «Информационно-измерительные технологии» Национального университета «Львовская политехника»

Научные интересы — теоретические основы информационно-измерительной техники, основы общей теории измерительных преобразователей, электротермометрия. Автор более 250 научных работ, в том числе 8 учебников для студентов вузов, справочника по датчикам, 50 изобретений

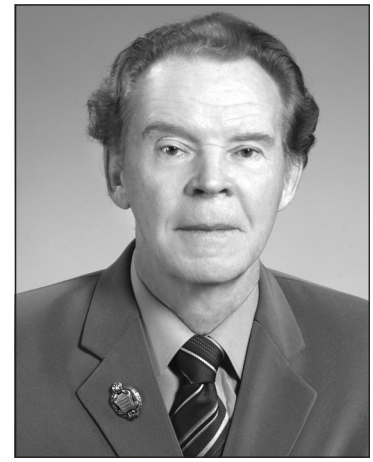


КОШЕВОЙ НИКОЛАЙ ДМИТРИЕВИЧ

д.т.н., профессор, заведующий кафедрой авиационных приборов и измерений, лауреат Государственной премии Украины в области науки и техники

Окончил Харьковский авиационный институт (ХАИ). Автор более 450 научных работ, в том числе 2 монографий, 4 учебников и 20 учебных пособий, более 120 патентов на изобретения

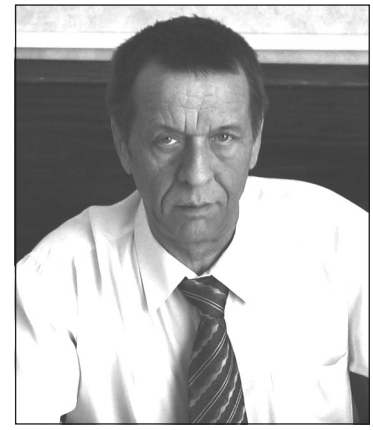
ИШАНИН ГЕННАДИЙ ГРИГОРЬЕВИЧ



д.т.н., профессор, заместитель заведующего кафедрой экологического приборостроения и мониторинга Санкт-Петербургского государственного университета информационных технологий механики и оптики (ГУ ИТМО)

Окончил ГУ ИТМО. Автор более 200 публикаций, в том числе 17 монографий и учебных пособий и 30 патентов на изобретения

МИНАЕВ ИГОРЬ ГЕОРГИЕВИЧ



к.т.н., профессор, Почетный работник высшего образования России, заведующий кафедрой автоматики, электроники и метрологии

Окончил физико-технический факультет Томского политехнического института. Автор более 300 научных работ, 7 монографий и учебных пособий, более 100 патентов на изобретения

СОВЛУКОВ АЛЕКСАНДР СЕРГЕЕВИЧ



д.т.н., профессор, главный научный сотрудник Института проблем управления им. В.А. Трапезникова РАН, г. Москва

Окончил физический факультет Московского государственного университета им. М.В. Ломоносова в 1971 г. Автор около 250 научных работ, в том числе 9 монографий и учебных пособий, более 100 патентов на изобретения

КНИГИ ИЗДАТЕЛЬСТВА «ТЕХНОСФЕРА» МОЖНО ПРИОБРЕСТИ:

В магазинах:

г. Москва

Торговый дом «Библио-Глобус»,
м. Лубянка, ул. Мясницкая, 6
тел. 8(495) 781-19-00, 624-46-80

«Московский дом книги»,
м. Арбатская, ул. Новый Арбат, 8
тел. 8(495) 789-35-91

«Дом технической книги»,
м. Ленинский проспект,
Ленинский проспект, 40
тел. 8(499) 137-60-38

«Молодая гвардия»,
м. Полянка, ул. Б. Полянка 28
тел. 8(499) 238-50-01

«Дом книги на Ладожской»,
м. Бауманская, ул. Ладожская, 8, стр. 1
тел. 8(499) 267-03-01

«Дом Медицинской Книги»,
Комсомольский проспект, 25
тел. 8(495) 789-35-91

ИП Пилюгин
СК «Олимпийский», Книжный клуб,
1-й этаж, павильон №6. ДК на Соколе,
Ленинградский проспект 78, кор.1

В городах России:

г. Санкт-Петербург

«Санкт-Петербургский дом книги»,
Невский пр., 62

«Дом технической книги»,
Пушкинская пл., 2

«Новая техническая книга»,
Измайловский пр, 29

г. Екатеринбург

сеть магазинов «Дом книги»
www.domknigi-online.ru

г. Новосибирск

сеть магазинов «Топ книга»
www.top-kniga.ru

г. Омск

«Техническая книга»
тел. 3812-3013-64

г. Ростов-на-Дону

сеть магазинов «Магистр»
www.booka.ru

г. Минск

ИП Юзвук Наталья Николаевна
тел. 375-17-294-54-65

г. Харьков

«Литера Нова» тел. 057-731-41-69

— ***наложенным платежом***
(заказы принимаются по e-mail, по почте)

— ***по безналичному расчёту***
(заказы принимаются по e-mail, по факсу с указанием полных реквизитов юридического лица)



ИНФОРМАЦИЯ О НОВИНКАХ:
www.technosphera.ru

Как заказать наши книги?
По почте: 125319 Москва, а/я 91
По факсу: (495) 9563346
E-mail: knigi@technosphera.ru
sales@technosphera.ru

ЗАО РИЦ «Техносфера» представляет новую серию «Мир радиоэлектроники». Уникальность этого проекта в том, что в редакционный совет вошли крупнейшие специалисты в данной области, которые в силу своих профессиональных обязанностей хорошо представляют как направление развития современных технологий, так и их востребованность в нашей стране. Члены редакционного совета принимают участие как в отборе книг для серии, так и в научном редактировании, обеспечивая их высокий уровень.

Издательство «ТЕХНОСФЕРА» совместно с Департаментом РЭП Минпромторга РФ приглашает предприятия радиоэлектронной промышленности к участию в серии «Мир радиоэлектроники». Если у Вас есть желание издать свою книгу или принять участие в научном редактировании переводного издания, направляйте Ваши предложения по адресу redsovet_knigi@electronics.ru.

В случае принятия положительного решения по запуску книги в серию, дополнительно Вы получите:

1. Право на эксклюзивную рекламу в книге. Любая информация о Вашей компании на страницах книги – рекламные модули на форзацах и цветных вклейках.
2. Возможность размещения на титуле фразы «под редакцией И.И. Иванова…» (зачитывается ВАКом при соискании ученых степеней).
3. Возможность размещения на обороте титула фразы «издание осуществлено при финансовой поддержке ФГУП…».
4. Возможность отгрузки части тиража Вашему предприятию по сниженным ценам.

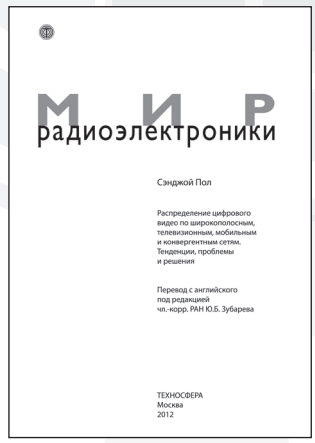
Издание осуществлено при поддержке
ЗАО «МНИТИ»

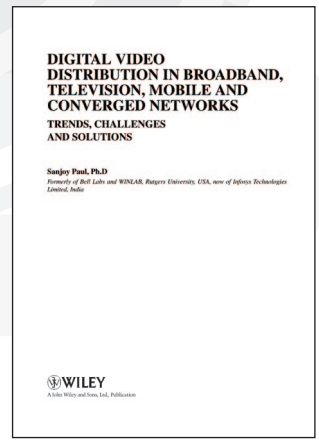
УДК 621.391+621.397
ББК 32.88+32.94
С97
С97 Сэнджой Пол
Распределение цифрового видео по широкополосным, телевизионным, мобильным и конвергентным сетям. Тенденции, проблемы и решения
Москва: Техносфера, 2012. –с. 440, ISBN 978-5-94836-305-9

Книга представляет всеобъемлющее исследование технологий распределения видео, учитывающее теоретические и практические аспекты предмета изучения, что помогает более полному пониманию этих современных технологий, используемых на практике.

УДК 621.391+621.397
ББК32.88+32.94







КНИГИ ИЗДАТЕЛЬСТВА «ТЕХНОСФЕРА»
МОЖНО ПРИОБРЕСТИ:



Рецензенты: Богданов Ю.И., доктор физико-математических наук, ФТИ РАН;
Ильичев Э.А., доктор физико-математических наук , Гос-НИИФП им. Ф.В. Лукина

Неволин В.К.
Квантовый транспорт в устройствах электроники
Москва: Техносфера, 2012. – 88 с. ISBN 978- 5-94836-314-1

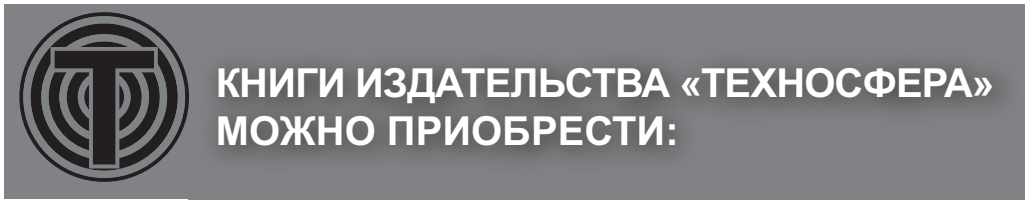
В книге описываются квантовые свойства носителей тока, в том числе в устройствах электроники, в которых в большей мере доступно наблюдение квантовых явлений и в которых они могут быть существенными. Квантовый вклад в транспорт носителей тока рассматривается с помощью волн плотности вероятности. Такой подход позволяет более детально объяснить как прежние эксперименты, так и предсказать новые эффекты, ряд из которых имеют экспериментальное подтверждение. А именно – устройство для поглощения тепла на основе квантового обмена энергиями носителей тока между электродами, методика экспериментального определения энергий Ферми материалов электродов и др.

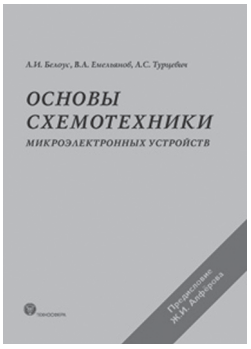
Книга предназначена для студентов, изучающих квантовую механику, для аспирантов и молодых научных сотрудников, изучавших ранее квантовую механику и работающих в области нанотехнологий и наноэлектроники, стремящихся открыть новые эффекты и создать уникальные устройства.



ИНФОРМАЦИЯ О НОВИНКАХ:
www.technosphera.ru

Как заказать наши книги?
По почте: 125319 Москва, а/я 91
По факсу: (495) 9563346
E-mail: knigi@technosphera.ru
sales@technosphera.ru





Белоус А.И., Емельянов В.А., Турцевич А.С.
Основы схемотехники микроэлектронных устройств
Москва: Техносфера, 2012. – 472 с.
ISBN 978-5-94836-307-3

В книге представлен анализ особенностей работы, методы проектирования и основы практического применения цифровых микросхем в составе современных микроэлектронных устройств, предложен большой набор эффективных схемотехнических решений базовых элементов для реализации требований, предъявляемых к микроэлектронным устройствам, приведено детальное описание принципов работы и правил применения современных базовых элементов в составе микроэлектронных устройств.

Издание ориентировано на широкий круг инженерно-технических работников, ученых, студентов и аспирантов, специализирующихся в области разработки, организации производства и эксплуатации радиоэлектронной бытовой, промышленной и специальной техники, информационно-коммуникационных, телекоммуникационных и навигационных применений, использующих современные микроэлектронные устройства.



ИНФОРМАЦИЯ О НОВИНКАХ:
www.technosphera.ru

Как заказать наши книги?
По почте: 125319 Москва, а/я 91
По факсу: (495) 9563346
E-mail: knigi@technosphera.ru
sales@technosphera.ru

Производство книг на заказ
Издательство «Техносфера»
тел.: (495) 234-01-10
e-mail: knigi@technosphera.ru

Реклама в книгах:
• модульная
• статьи

Подробная информация о книгах на сайте
http://www.technosphera.ru

**В.М. Шарапов, Е.С. Полищук, Н.Д. Кошевой,
Г.Г. Ишанин, И.Г. Минаев, А.С. Совлуков**

Датчики

Компьютерная верстка — В.Ю. Кознов
Корректор —М.Г. Емельянова
Дизайн книжных серий — С.Ю. Биричев
Дизайн — А.А. Давыдова
Выпускающий редактор — С.Ю. Артемова
Ответственный за выпуск — С.А. Орлов

Формат 70×100/16. Печать офсетная.
Гарнитура Ньютон.
Печ.л. 39. Тираж 1000 экз. Зак. №
Бумага офсет №1, плотность 65 г/м^2

Издательство «Техносфера»
Москва, ул. Краснопролетарская, д. 16, стр. 2

Отпечатано в ОАО «Областная типография «Печатный двор»
432049, г. Ульяновск, ул. Пушкарева, 27